



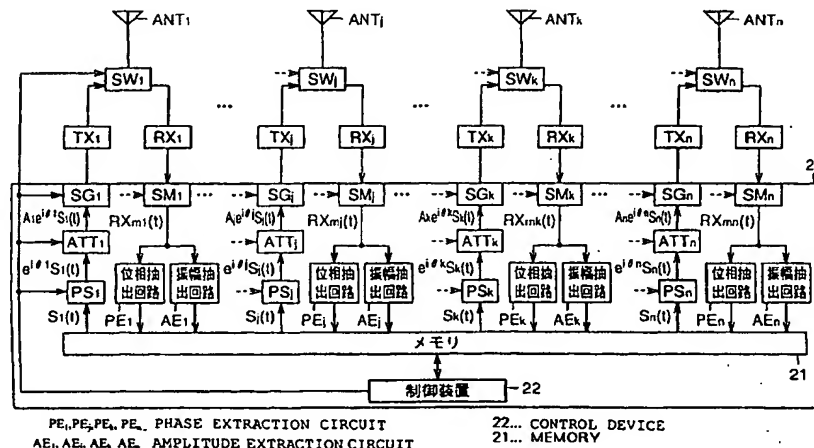
PCT

特許協力条約に基づいて公開された国際出願

<p>(51) 国際特許分類6 H04B 7/08, H01Q 3/26</p>	<p>A1</p>	<p>(11) 国際公開番号 WO00/08777</p> <p>(43) 国際公開日 2000年2月17日(17.02.00)</p>
<p>(21) 国際出願番号 PCT/JP99/04173</p> <p>(22) 国際出願日 1999年8月2日(02.08.99)</p> <p>(30) 優先権データ 特願平10/221810 1998年8月5日(05.08.98) JP</p> <p>(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) 三洋電機株式会社(SANYO ELECTRIC CO., LTD.)(JP/JP) 〒570-8677 大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 Osaka, (JP)</p> <p>(72) 発明者; および</p> <p>(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ) 土居義晴(DOI, Yoshiharu)(JP/JP) 飯沼敏範(IINUMA, Toshinori)(JP/JP) 〒570-8677 大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三洋電機株式会社内 Osaka, (JP)</p> <p>(74) 代理人 深見久郎, 外(FUKAMI, Hisao et al.) 〒530-0054 大阪府大阪市北区南森町2丁目1番29号 住友銀行南森町ビル Osaka, (JP)</p>		<p>(81) 指定国 AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), ARIPO特許 (GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, UG, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM)</p> <p>添付公開書類 国際調査報告書</p>

(54)Title: RADIO DEVICE AND METHOD OF CALIBRATION THEREOF

(54)発明の名称 無線装置およびそのキャリブレーション方法



(57) Abstract

An adaptive-array radio base station comprises three or more antenna elements (ANT_j ; $j=1, 2, \dots, n$) and a signal processing circuit (20). For calibration, the difference in phase rotation and the difference in amplitude fluctuation between the transmitting and receiving circuits in each transmission system are estimated on the basis of the known signal sent by each transmission system and the received signals measured in the transmission system. The quantity of phase rotation by the phase shifter (PS_j) and the quantity of amplitude fluctuation of the attenuator (ATT_j) are set according to the results of estimation. Therefore, the transmission characteristics of the transmitting and receiving circuit can be calibrated using a simplified inexpensive configuration without providing a special measuring circuit.

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

再公表特許 (A 1)

(11) 国際公開番号

W O 0 0 / 0 8 7 7 7

発行日 平成13年10月23日 (2001. 10. 23)

(43) 国際公開日 平成12年2月17日 (2000. 2. 17)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

H 0 4 B 7/08

H 0 4 B 7/08

Z

H 0 1 Q 3/26

H 0 1 Q 3/26

Z

審査請求 有

予備審査請求 有

(全 185 頁)

出願番号 特願2000-564314(P2000-564314)
(21) 国際出願番号 P C T / J P 9 9 / 0 4 1 7 3
(22) 国際出願日 平成11年8月2日 (1999. 8. 2)
(31) 優先権主張番号 特願平10-221810
(32) 優先日 平成10年8月5日 (1998. 8. 5)
(33) 優先権主張国 日本 (J P)

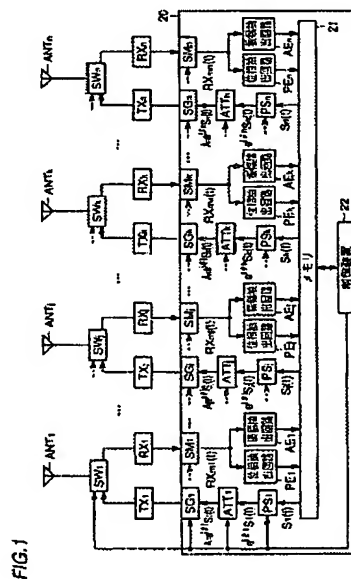
(71) 出願人 三洋電機株式会社
大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号
(72) 発明者 土居 義晴
大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三
洋電機株式会社内
(72) 発明者 飯沼 敏範
大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三
洋電機株式会社内
(74) 代理人 弁理士 深見 久郎 (外3名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線装置およびそのキャリブレーション方法

(57) 【要約】

アダプティブアレイ無線基地局は3個以上のアンテナ素子 (A N T_j ; (j = 1, 2, ..., n)) と信号処理回路 (20) とを備えている。キャリブレーション時に、それぞれの伝送系から送出された既知の信号とそれぞれの伝送系において測定された受信信号とに基づいて、各伝送系における送受信回路間の位相回転量の差および振幅変動量の差が推定される。この推定結果に基づきフェイズシフタ (P S_j) の位相回転量およびアッテネータ (A T T_j) の振幅変動量が設定される。これにより、特別な測定回路を設けることなく簡単かつ安価な構成で送受信回路の伝送特性のキャリブレーションを行なうことができる無線装置およびキャリブレーション方法を提供する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 伝送特性のキャリブレーションが可能な無線装置であって、

アンテナ (ANT) と、前記アンテナを共用する送信回路 (TX) および受信回路 (RX) とを各々が含む、 n (n は $n \geq 3$ の整数) 個の信号伝送系と、

キャリブレーション時に、前記 n 個の信号伝送系の各々の前記送信回路から既知の信号を送信し、かつ前記送信された信号を前記 n 個の信号伝送系の複数のものの前記受信回路で受信するように制御を行なう制御手段 (22) と、

前記信号伝送系ごとに設けられ、当該信号伝送系の前記受信回路で受信された信号に対し前記既知の信号を用いて所定の信号処理を行なう信号処理手段 (PE, AE) と、

前記信号伝送系の前記複数のものにおける前記信号処理手段によって得られた信号を記憶する記憶手段 (21) と、

前記記憶手段に記憶された信号に基づいて、前記 n 個の信号伝送系の各々の前記送信回路および前記受信回路のそれぞれを信号が通過することによって当該信号に生じる位相回転量および振幅変動量の少なくとも一方に関する情報を算出する演算手段 (22) とを備えた、無線装置。

【請求項2】 前記演算手段によって算出された情報に基づいて、前記 n 個の信号伝送系の各々の前記送信回路および前記受信回路の間の位相回転量の差および振幅変動量の差の少なくとも一方が0になるように、位相回転量および振幅変動量の少なくとも一方のキャリブレーションを行なうキャリブレーション手段 (PS, ATT) をさらに備えた、請求項1に記載の無線装置。

【請求項3】 前記演算手段によって算出された情報に基づいて、前記 n 個の信号伝送系の各々の前記送信回路および前記受信回路の間の振幅変動量の差が前記 n 個の信号伝送系の間で互いに等しくなるように、振幅変動量のキャリブレーションを行なうキャリブレーション手段 (ATT) をさらに備えた、請求項1に記載の無線装置。

【請求項4】 前記制御手段は、前記 n 個の信号伝送系の各々の前記送信回路から送信された前記既知の信号を、前記 n 個の信号伝送系のすべての前記受信回路で受信するように制御を行なう、請求項1に記載の無線装置。

【請求項 5】前記制御手段は、前記 n 個の信号伝送系の各々の前記送信回路から送信された前記既知の信号を、前記 n 個の信号伝送系のうち前記既知の信号を送信した当該信号伝送系を除く信号伝送系の前記受信回路で受信するように制御を行なう、請求項 1 に記載の無線装置。

【請求項 6】前記制御手段は、前記 n 個の信号伝送系の各々の前記送信回路からの前記信号の送信を逐次的に行なう、請求項 1 に記載の無線装置。

【請求項 7】前記制御手段は、前記 n 個の信号伝送系の各々の前記送信回路からの前記信号の送信を同時に行なう、請求項 5 に記載の無線装置。

【請求項 8】前記信号処理手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路から当該信号伝送系の前記受信回路で受信された信号の各々を前記既知の信号で除算する手段 (MP) と、

前記除算により得られた各々の信号の位相成分と振幅成分とを抽出する手段 (SP) とを含み、

前記演算手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の位相回転量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段によって抽出された前記位相成分とからなる第 1 の連立一次方程式を導出する手段と、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の振幅変動量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段によって抽出された前記振幅成分とからなる第 2 の連立一次方程式を導出する手段と、

前記第 1 および第 2 の連立一次方程式を解いて前記未知の変数としての前記位相回転量および前記振幅変動量に関する情報を算出する手段とを含む、請求項 6 に記載の無線装置。

【請求項 9】前記信号処理手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路から当該信号伝送系の前記受信回路で受信された信号の各々を前記既知の信号で除算する手段 (MP) と、

前記除算により得られた信号の各々の自然対数を計算し、かつ虚数部と実数部とに分離する手段 (SP) とを含み、

前記演算手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の位相回転量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段によって分離された前記虚数部とからなる第1の連立一次方程式を導出する手段と、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の振幅変動量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段によって分離された前記実数部とからなる第2の連立一次方程式を導出する手段と、

前記第1および第2の連立一次方程式を解いて前記未知の変数としての前記位相回転量および前記振幅変動量に関する情報を算出する手段とを含む、請求項6に記載の無線装置。

【請求項10】前記信号処理手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路から当該信号伝送系の前記受信回路で受信された信号の各々の自然対数を計算し、かつ虚数部と実数部とに分離する手段（SP）と、

前記分離された虚数部から、前記既知の信号の自然対数を計算した信号の虚数部を減ずる第1の減算を行なう手段（SA）と、

前記分離された実数部から、前記既知の信号の自然対数を計算した信号の実数部を減ずる第2の減算を行なう手段（SB）とを含み、

前記演算手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の位相回転量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段による前記第1の減算により得られた虚数部とからなる第1の連立一次方程式を導出する手段と、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の振幅変動量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段による前記第2の減算により得られた実数部とからなる第2の連立一次方程式を導出する手段と、

前記第1および第2の連立一次方程式を解いて前記未知の変数としての前記位相回転量および前記振幅変動量に関する情報を算出する手段とを含む、請求項6に記載の無線装置。

【請求項 1 1】前記信号処理手段の前記所定の信号処理は、信号の時間平均処理を含む、請求項 6 に記載の無線装置。

【請求項 1 2】前記信号処理手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路から当該信号伝送系の前記受信回路で受信された信号の各々を前記既知の信号で除算する手段 (MP) と、

前記除算により得られた信号の各々を時間平均する手段 (TA) と、

前記時間平均された信号の各々の自然対数を計算し、かつ虚数部と実数部とに分離する手段 (SP) とを含み、

前記演算手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の位相回転量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段によって分離された前記虚数部とからなる第 1 の連立一次方程式を導出する手段と、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の振幅変動量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段によって分離された前記実数部とからなる第 2 の連立一次方程式を導出する手段と、

前記第 1 および第 2 の連立一次方程式を解いて前記未知の変数としての前記位相回転量および前記振幅変動量に関する情報を算出する手段とを含む、請求項 1 1 に記載の無線装置。

【請求項 1 3】前記信号処理手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路から当該信号伝送系の前記受信回路で受信された信号の各々を前記既知の信号で除算する手段 (MP) と、

前記除算により得られた各々の信号の位相成分と振幅成分とを抽出する手段 (SP) と、

前記抽出された位相成分および振幅成分の各々を時間平均する手段 (TA) とを含み、

前記演算手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の位相回転量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段によって時間平均された前記位相成分とからなる第 1 の連立一次方程式を導出する手段と、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の振幅変動量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段によって時間平均された前記振幅成分とからなる第2の連立一次方程式を導出する手段と、

前記第1および第2の連立一次方程式を解いて前記未知の変数としての前記位相回転量および前記振幅変動量に関する情報を算出する手段とを含む、請求項11に記載の無線装置。

【請求項14】前記信号処理手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路から当該信号伝送系の前記受信回路で受信された信号の各々を前記既知の信号で除算する手段(MP)と、

前記除算により得られた信号の各々の自然対数を計算し、かつ虚数部と実数部とに分離する手段(SP)と、

前記分離された虚数部および実数部の各々を時間平均する手段(TA)とを含み、

前記演算手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の位相回転量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段によって時間平均された前記虚数部とからなる第1の連立一次方程式を導出する手段と、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の振幅変動量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段によって時間平均された前記実数部とからなる第2の連立一次方程式を導出する手段と、

前記第1および第2の連立一次方程式を解いて前記未知の変数としての前記位相回転量および前記振幅変動量に関する情報を算出する手段とを含む、請求項11に記載の無線装置。

【請求項15】前記信号処理手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路から当該信号伝送系の前記受信回路で受信された信号の各々を前記既知の信号で除算する手段(MP)と、

前記除算により得られた信号の各々の自然対数を計算する手段(LC)と、

前記自然対数を計算した信号を時間平均する手段(TA)と、

前記時間平均された信号を虚数部と実数部とに分離する手段(IQ)とを含み

前記演算手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の位相回転量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段によって分離された前記虚数部とからなる第1の連立一次方程式を導出する手段と、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の振幅変動量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段によって分離された前記実数部とからなる第2の連立一次方程式を導出する手段と、

前記第1および第2の連立一次方程式を解いて前記未知の変数としての前記位相回転量および前記振幅変動量に関する情報を算出する手段とを含む、請求項1に記載の無線装置。

【請求項16】前記信号処理手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路から当該信号伝送系の前記受信回路で受信された信号の各々の自然対数を計算し、かつ虚数部と実数部とに分離する手段（SP）と、

前記分離された虚数部および実数部の各々を時間平均する手段（TA）と、

前記時間平均された虚数部から、前記既知の信号の自然対数を計算した信号の虚数部を減ずる第1の減算を行なう手段（SA）と、

前記時間平均された実数部から、前記既知の信号の自然対数を計算した信号の実数部を減ずる第2の減算を行なう手段（SB）とを含み、

前記演算手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の位相回転量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段による前記第1の減算により得られた虚数部とからなる第1の連立一次方程式を導出する手段と、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の振幅変動量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段による前記第2の減算により得られた実数部とからなる第2の連立一次方程式を導出する手段と、

前記第 1 および第 2 の連立一次方程式を解いて前記未知の変数としての前記位相回転量および前記振幅変動量に関する情報を算出する手段とを含む、請求項 1 に記載の無線装置。

【請求項 17】前記信号処理手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路から当該信号伝送系の前記受信回路で受信された信号の各々の自然対数を計算する手段 (LC) と、

前記自然対数を計算した信号を時間平均する手段 (TA) と、

前記時間平均された信号を虚数部と実数部とに分離する手段 (IQ) と、

前記分離された虚数部から、前記既知の信号の自然対数を計算した信号の虚数部を減ずる第 1 の減算を行なう手段 (SA) と、

前記分離された実数部から、前記既知の信号の自然対数を計算した信号の実数部を減ずる第 2 の減算を行なう手段 (SB) とを含む、

前記演算手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の位相回転量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段による前記第 1 の減算により得られた虚数部とからなる第 1 の連立一次方程式を導出する手段と、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の振幅変動量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段による前記第 2 の減算により得られた実数部とからなる第 2 の連立一次方程式を導出する手段と、

前記第 1 および第 2 の連立一次方程式を解いて前記未知の変数としての前記位相回転量および前記振幅変動量に関する情報を算出する手段とを含む、請求項 1 に記載の無線装置。

【請求項 18】前記信号処理手段の前記所定の信号処理は、信号の相関処理を含む、請求項 1 に記載の無線装置。

【請求項 19】前記信号処理手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路から当該信号伝送系の前記受信回路で受信された信号の各々と前記既知の信号との相関処理を行なう手段 (CR) と

前記相関処理により得られた信号の各々の自然対数を計算し、かつ虚数部と実数部とに分離する手段（SP）とを含み、

前記演算手段は、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の位相回転量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段によって分離された前記虚数部とからなる第1の連立一次方程式を導出する手段と、

前記信号伝送系のそれぞれの前記送信回路および前記受信回路の振幅変動量に関する未知の変数と、前記信号伝送系のそれぞれの前記信号処理手段によって分離された前記実数部とからなる第2の連立一次方程式を導出する手段と、

前記第1および第2の連立一次方程式を解いて前記未知の変数としての前記位相回転量および前記振幅変動量に関する情報を算出する手段とを含む、請求項18に記載の無線装置。

【請求項20】各前記信号伝送系ごとの前記送信回路および前記受信回路のそれぞれの位相回転量の差が前記n個の信号伝送系の間で互いに異なり、かつ各前記信号伝送系ごとの前記送信回路および前記受信回路のそれぞれの振幅変動量の差が前記n個の信号伝送系の間で互いに異なるように、各前記信号伝送系ごとに前記位相回転量の差および前記振幅変動量の差をオフセットする手段をさらに備えた、請求項5に記載の無線装置。

【請求項21】前記演算手段は、各前記連立一次方程式を構成する方程式の数が、前記未知の変数を算出するのに必要な方程式の数よりも多いときに、より高い精度で導出された方程式を選択して前記未知の変数の算出に用いる、請求項8、9、10、12、15、16または17に記載の無線装置。

【請求項22】前記演算手段は、各前記連立一次方程式を構成する方程式のうち選択されなかった方程式を、選択された方程式を用いて算出された変数の検証に用いる、請求項21に記載の無線装置。

【請求項23】各前記信号伝送系の前記送信回路または前記受信回路に入力される信号のパワーに応じて、前記キャリブレーション手段による前記キャリブレーションの量を補正する手段をさらに備えた、請求項2または3に記載の無線装置

。【請求項 2 4】アンテナ (ANT) と、前記アンテナを共用する送信回路 (TX) および受信回路 (RX) とを各々が含む、 n (n は $n \geq 3$ の整数) 個の信号伝送系を備えた無線装置のためのキャリブレーション方法であって、

キャリブレーション時に、前記 n 個の信号伝送系の各々の前記送信回路から既知の信号を送信し、かつ前記送信された信号を前記 n 個の信号伝送系の複数のものの前記受信回路で受信するように制御を行なうステップと、

前記信号伝送系ごとに前記受信回路で受信された信号に対し前記既知の信号を用いて所定の信号処理を行なうステップと、

前記信号伝送系の前記複数のものにおける前記信号処理の結果得られた信号を記憶するステップと、

前記記憶された信号に基づいて、前記 n 個の信号伝送系の各々の前記送信回路および前記受信回路のそれぞれを信号が通過することによって当該信号に生じる位相回転量および振幅変動量の少なくとも一方に関する情報を算出するステップと、

前記算出された情報に基づいて、前記 n 個の信号伝送系の各々の前記送信回路および前記受信回路の間の位相回転量の差および振幅変動量の差の少なくとも一方のキャリブレーションを行なうステップとを含む、キャリブレーション方法。

【請求項 2 5】前記制御を行なうステップは、前記 n 個の信号伝送系の各々の前記送信回路から送信された前記既知の信号を、前記 n 個の信号伝送系のすべての前記受信回路で受信するように制御を行なうステップを含む、請求項 2 4 に記載のキャリブレーション方法。

【請求項 2 6】前記制御を行なうステップは、前記 n 個の信号伝送系の各々の前記送信回路から送信された前記既知の信号を、前記 n 個の信号伝送系のうち前記既知の信号を送信した当該信号伝送系を除く信号伝送系の前記受信回路で受信するように制御を行なうステップを含む、請求項 2 4 に記載のキャリブレーション方法。

【請求項 2 7】前記制御を行なうステップは、前記 n 個の信号伝送系の各々の前記送信回路からの前記信号の送信を逐次的に行なうステップを含む、請求項 2 4

に記載のキャリブレーション方法。

【請求項28】前記制御を行なうステップは、前記n個の信号伝送系の各々の前記送信回路からの前記信号の送信を同時に行なうステップを含む、請求項26に記載のキャリブレーション方法。

【請求項29】前記所定の信号処理を行なうステップは、信号の時間平均処理を行なうステップを含む、請求項27に記載のキャリブレーション方法。

【請求項30】前記所定の信号処理を行なうステップは、信号の相関処理を行なうステップを含む、請求項24に記載のキャリブレーション方法。

【請求項31】各前記信号伝送系ごとの前記送信回路および前記受信回路のそれぞれの位相回転量の差が前記n個の信号伝送系の間で互いに異なり、かつ各前記信号伝送系ごとの前記送信回路および前記受信回路のそれぞれの振幅変動量の差が前記n個の信号伝送系の間で互いに異なるように、各前記信号伝送系ごとに前記位相回転量の差および前記振幅変動量の差をオフセットするステップをさらに含む、請求項26に記載のキャリブレーション方法。

【請求項32】各前記信号伝送系の前記送信回路または前記受信回路に入力される信号のパワーに応じて、前記キャリブレーションするステップによる前記キャリブレーションの量を補正するステップをさらに含む、請求項24に記載のキャリブレーション方法。

【請求項33】伝送特性のキャリブレーションが可能な無線装置であって、

アンテナ素子（ANT）と、前記アンテナ素子を共用する送信回路（TX）および受信回路（RX）とを各々が含む、4個の信号伝送系を備え、前記4個の信号伝送系のそれぞれの前記アンテナ素子は、正方形の頂点に位置するようにそれぞれ配され、

前記4個の信号伝送系の各々の前記送信回路から初期位相が固定された信号を送信し、前記信号を送信した当該信号伝送系を除く残りの信号伝送系の前記受信回路で受信して、受信した前記信号伝送系ごとに、前記信号の送信から受信までの位相回転量を測定する手段と、

前記測定された位相回転量に基づいて、前記正方形上で隣接する2つの信号伝送系の組合せごとに、前記受信回路間の位相回転量の差を算出する手段と、

前記4個の信号伝送系のいずれか1つの前記受信回路の位相回転量を所定の基準値におくことにより、残りの信号伝送系の個々の受信回路の位相回転量を算出する手段と、

前記測定された位相回転量に基づいて、前記正方形上で隣接する2つの信号伝送系の組合せごとに、前記送信回路間の位相回転量の差を算出する手段と、

前記4個の信号伝送系のいずれか1つの前記送信回路の位相回転量を所定の基準値におくことにより、残りの信号伝送系の個々の送信回路の位相回転量を算出する手段と、

前記信号伝送系ごとに算出された受信回路の位相回転量および送信回路の位相回転量の差を位相補正量として算出する手段とをさらに備えた、無線装置。

【請求項34】伝送特性のキャリブレーションが可能な無線装置であって、

アンテナ素子(A N T)と、前記アンテナ素子を共用する送信回路(T X)および受信回路(R X)とを各々が含む、4個の信号伝送系を備え、前記4個の信号伝送系のそれぞれの前記アンテナ素子は、正方形の頂点に位置するようにそれぞれ配され、

前記4個の信号伝送系の各々の前記送信回路から初期振幅が固定された信号を送信し、前記信号を送信した当該信号伝送系を除く残りの信号伝送系の前記受信回路で受信して、受信した前記信号伝送系ごとに、前記信号の送信から受信までの振幅変動量を測定する手段と、

前記測定された振幅変動量に基づいて、前記正方形上で隣接する2つの信号伝送系の組合せごとに、前記受信回路間の振幅変動量の差を算出する手段と、

前記4個の信号伝送系のいずれか1つの前記受信回路の振幅変動量を所定の基準値におくことにより、残りの信号伝送系の個々の受信回路の振幅変動量を算出する手段と、

前記測定された振幅変動量に基づいて、前記正方形上で隣接する2つの信号伝送系の組合せごとに、前記送信回路間の振幅変動量の差を算出する手段と、

前記4個の信号伝送系のいずれか1つの前記送信回路の振幅変動量を所定の基準値におくことにより、残りの信号伝送系の個々の送信回路の振幅変動量を算出する手段と、

前記信号伝送系ごとに算出された受信回路の振幅変動量および送信回路の振幅変動量の差を振幅補正量として算出する手段とをさらに備えた、無線装置。

【発明の詳細な説明】

技術分野

この発明は、無線装置およびそのキャリブレーション方法に関し、特に、アダプティブアレイ無線基地局において用いられる無線装置およびそのキャリブレーション方法に関する。

背景技術

近年、携帯電話等の移動通信システムの無線基地局として、アレイアンテナを用いたアダプティブアレイ (adaptive array) 無線基地局が実用化されている。このようなアダプティブアレイ無線基地局の動作原理については、たとえば下記の文献に説明されている。

B. Widrow, et al. : "Adaptive Antenna Systems," Proc. IEEE, vol. 55, No. 12, pp. 2143-2159 (Dec. 1967).

S. P. Applebaum: "Adaptive Arrays", IEEE Trans. Antennas & Propag., vol. AP-24, No. 5, pp. 585-598 (Sept. 1976).

O. L. Frost, III: "Adaptive Least Squares Optimization Subject to Linear Equality Constraints," SEL-70-055, Technical Report, No. 6796-2, Information System Lab., Stanford Univ. (Aug. 1970).

B. Widrow and S. D. Stearns: "Adaptive Signal Processing," Prentice-Hall, Englewood Cliffs (1985).

R. A. Monzingo and T. W. Miller: "Introduction to Adaptive Arrays," John Wiley & Sons, New York (1980).

J. E. Hudson: "Adaptive Array Principles," Peter Peregrinus Ltd., London (198

1) .

R. T. Compton, Jr. : "Adaptive Antennas - Concepts and Performance," Prentice-Hall, Englewood Cliffs (1988) .

E. Nicolau and D. Zaharia : "Adaptive Arrays," Elsevier, Amsterdam (1989) .

図68は、このようなアダプティブアレイ無線基地局の動作原理を概念的に示す模式図である。図68において、1つのアダプティブアレイ無線基地局1は、 n 本のアンテナ#1, #2, #3, ..., # n からなるアレイアンテナ2を備えており、その電波が届く範囲を第1の斜線領域3として表わす。一方、隣接する他の無線基地局6の電波が届く範囲を第2の斜線領域7として表わす。

領域3内で、ユーザAの端末である携帯電話機4とアダプティブアレイ無線基地局1との間で電波信号の送受信が行なわれる(矢印5)。一方、領域7内で、他のユーザBの端末である携帯電話機8と無線基地局6との間で電波信号の送受信が行なわれる(矢印9)。

ここで、たまたまユーザAの携帯電話機4の電波信号の周波数とユーザBの携帯電話機8の電波信号の周波数とが等しいとき、ユーザBの位置によっては、ユーザBの携帯電話機8からの電波信号が領域3内で不要な干渉信号となり、ユーザAの携帯電話機4とアダプティブアレイ無線基地局1との間の電波信号に混入してしまうことになる。

このように、ユーザAおよびBの双方からの混合した電波信号を受信したアダプティブアレイ無線基地局1では、何らかの処理を施さなければ、ユーザAおよびBの双方からの信号が混じった信号を出力することとなり、本来通話すべきユーザAの通話が妨げられることになる。

アダプティブアレイ無線基地局1では、このユーザBからの信号を出力信号から除去するために、次のような処理を行なっている。図69は、アダプティブアレイ無線基地局1の構成を示す概略ブロック図である。

まず、ユーザAからの信号を $A(t)$ 、ユーザBからの信号を $B(t)$ とすると、図68のアレイアンテナ2を構成する第1のアンテナ#1での受信信号 x_1

(t) は、次式のように表わされる：

$$x_1(t) = a_1 \times A(t) + b_1 \times B(t)$$

ここで、 a_1 、 b_1 は、後述するようにリアルタイムで変化する係数である。

次に、第2のアンテナ#2での受信信号 $x_2(t)$ は、次式のように表わされる：

$$x_2(t) = a_2 \times A(t) + b_2 \times B(t)$$

ここで、 a_2 、 b_2 も同様にリアルタイムで変化する係数である。

次に、第3のアンテナ#3での受信信号 $x_3(t)$ は、次式のように表わされる：

$$x_3(t) = a_3 \times A(t) + b_3 \times B(t)$$

ここで、 a_3 、 b_3 も同様にリアルタイムで変化する係数である。

同様に、第nのアンテナ#nでの受信信号 $x_n(t)$ は、次式のように表わされる：

$$x_n(t) = a_n \times A(t) + b_n \times B(t)$$

ここで、 a_n 、 b_n も同様にリアルタイムで変化する係数である。

上記の係数 a_1 、 a_2 、 a_3 、 \dots 、 a_n は、ユーザAからの電波信号に対し、アレイアンテナ2を構成するアンテナ#1、#2、#3、 \dots 、#nのそれぞれの相対位置が異なるため（各アンテナ同士は互いに、電波信号の波長の5倍、すなわち1メートル程度の間隔をあけて配されている）、それぞれのアンテナでの受信強度に差が生じることを表わしている。

また、上記の係数 b_1 、 b_2 、 b_3 、 \dots 、 b_n も同様に、ユーザBからの電波信号に対し、アンテナ#1、#2、#3、 \dots 、#nのそれぞれでの受信強度に差が生じることを表わしている。各ユーザは移動しているため、これらの係数はリアルタイムで変化する。

それぞれのアンテナで受信された信号 $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$ 、 $x_3(t)$ 、 \dots 、 $x_n(t)$ は、対応するスイッチ $10-1$ 、 $10-2$ 、 $10-3$ 、 \dots 、 $10-n$ を介してアダプティブアレイ無線基地局1を構成する受信部1Rに入り、ウェイトベクトル制御部11に与えられるとともに、対応する乗算器 $12-1$ 、 $12-2$ 、 $12-3$ 、 \dots 、 $12-n$ の一方入力にそれぞれ与えられる。

これらの乗算器の他方入力には、ウェイトベクトル制御部11からそれぞれのアンテナでの受信信号に対する重み $w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$ が印加される。これらの重みは、後述するように、ウェイトベクトル制御部11により、リアルタイムで算出される。

したがって、アンテナ#1での受信信号 $x_1(t)$ は、乗算器12-1を経て、 $w_1 \times (a_1 A(t) + b_1 B(t))$ となり、アンテナ#2での受信信号 $x_2(t)$ は、乗算器12-2を経て、 $w_2 \times (a_2 A(t) + b_2 B(t))$ となり、アンテナ#3での受信信号 $x_3(t)$ は、乗算器12-3を経て、 $w_3 \times (a_3 A(t) + b_3 B(t))$ となり、さらにアンテナ#nでの受信信号 $x_n(t)$ は、乗算器12-nを経て、 $w_n \times (a_n A(t) + b_n B(t))$ となる。

これらの乗算器12-1, 12-2, 12-3, ..., 12-nの出力は、加算器13で加算され、その出力は下記のようになる：

$$w_1 (a_1 A(t) + b_1 B(t)) + w_2 (a_2 A(t) + b_2 B(t)) + w_3 (a_3 A(t) + b_3 B(t)) + \dots + w_n (a_n A(t) + b_n B(t))$$

これを信号 $A(t)$ に関する項と信号 $B(t)$ に関する項とに分けると次のようになる：

$$(w_1 a_1 + w_2 a_2 + w_3 a_3 + \dots + w_n a_n) A(t) + (w_1 b_1 + w_2 b_2 + w_3 b_3 + \dots + w_n b_n) B(t)$$

ここで、後述するように、アダプティブアレイ無線基地局1は、ユーザA, Bを識別し、所望のユーザからの信号のみを抽出できるように上記重み $w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$ を計算する。たとえば、図69の例では、ウェイトベクトル制御部11は、本来通話すべきユーザAからの信号 $A(t)$ のみを抽出するために、係数 $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n, b_1, b_2, b_3, \dots, b_n$ を定数とみなし、信号 $A(t)$ の係数が全体として1、信号 $B(t)$ の係数が全体として0となるように、重み $w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$ を計算する。

すなわち、ウェイトベクトル制御部11は、下記の連立一次方程式を解くことにより、信号 $A(t)$ の係数が1、信号 $B(t)$ の係数が0となる重み w_1, w

2, w_3 , ..., w_n をリアルタイムで算出する:

$$w_1 a_{11} + w_2 a_{12} + w_3 a_{13} + \dots + w_n a_{1n} = 1$$

$$w_1 b_{11} + w_2 b_{12} + w_3 b_{13} + \dots + w_n b_{1n} = 0$$

この連立一次方程式の解法の説明は省略するが、先に列挙した文献に記載されているとおり周知であり、現にアダプティブアレイ無線基地局において既に実用化されているものである。

このように重み w_1 , w_2 , w_3 , ..., w_n を設定することにより、加算器13の出力信号は下記のとおりとなる:

$$\text{出力信号} = 1 \times A(t) + 0 \times B(t) = A(t)$$

なお、前記のユーザA, Bの識別は次のように行なわれる。図70は、携帯電話機の電波信号のフレーム構成を示す概略図である。携帯電話機の電波信号は大きくは、無線基地局にとって既知の信号系列からなるプリアンブルと、無線基地局にとって未知の信号系列からなるデータ（音声など）とから構成される。

プリアンブルの信号系列は、当該ユーザが無線基地局にとって通話すべき所望のユーザかどうかを見分けるための情報の信号系列を含んでいる。アダプティブアレイ無線基地局1のウェイトベクトル制御部11（図69）は、メモリ14から取出したユーザAに対応したトレーニング信号と、受信した信号系列とを対比し、ユーザAに対応する信号系列を含んでいると思われる信号を抽出するようにウェイトベクトル制御（重みの決定）を行なう。このようにして抽出されたユーザAの信号は、出力信号 $S_{RX}(t)$ としてアダプティブアレイ無線基地局1から外部出力される。

一方、図69において、外部からの入力信号 $S_{TX}(t)$ は、アダプティブアレイ無線基地局1を構成する送信部1Tに入り、乗算器15-1, 15-2, 15-3, ..., 15-nの一方入力に与えられる。これらの乗算器の他方入力にはそれぞれ、ウェイトベクトル制御部11により先に受信信号に基づいて算出された重み w_1 , w_2 , w_3 , ..., w_n がコピーされて印加される。

これらの乗算器によって重み付けされた入力信号は、対応するスイッチ10-1, 10-2, 10-3, ..., 10-nを介して、対応するアンテナ#1, #2, #3, ..., #nに送られ、図66の領域3内に送信される。

ここで、受信時と同じアレイアンテナ 2 を用いて送信される信号には、受信信号と同様にユーザ A をターゲットとする重み付けがされているため、送信された電波信号はあたかもユーザ A に対する指向性を有するかのようにユーザ A の携帯電話機 4 により受信される。図 7 1 は、このようなユーザ A とアダプティブアレイ無線基地局 1 との間での電波信号の授受をイメージ化した図である。現実には電波が届く範囲を示す図 6 8 の領域 3 に対比して、図 7 1 の仮想上の領域 3 a に示すようにアダプティブアレイ無線基地局 1 からユーザ A の携帯電話機 4 をターゲットとして指向性を伴って電波信号が飛ばされている状態がイメージされる。

ところで、所望のユーザとアダプティブアレイ無線基地局 1 との間でこのような指向性を伴った電波信号の送受信を実現するためには、アダプティブアレイ無線基地局 1 において重み $w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$ が厳密に算出され、受信部 1 R と送信部 1 T とで、受信信号および送信信号に対し同等に重み付けされる必要がある。しかしながら、たとえ重み付けの制御が完全になされたとしても、受信信号に対し、送信信号の伝送特性が変化し、目標に向かって送信信号を飛ばすことができない場合がある。

たとえば、図 6 9 に示したアダプティブアレイ無線基地局 1 において、スイッチ 10-1, 10-2, 10-3, \dots , 10-n および受信部 1 R の対応する乗算器 12-1, 12-2, 12-3, \dots , 12-n の間の距離と、スイッチ 10-1, 10-2, 10-3, \dots , 10-n および送信部 1 T の対応する乗算器 15-1, 15-2, 15-3, \dots , 15-n の間の距離とは、通常は完全に同一であることはない。これらの距離に差があれば、各アンテナで送受信される受信信号と送信信号との間に位相回転量の差、振幅変動量の差などが生じてしまい、ターゲットとなるユーザとアダプティブアレイ無線基地局との間で良好な指向性をもって電波信号の送受信を行なうことができなくなる。

特に、図 6 9 には示していないが、通常は、スイッチ 10-1, 10-2, 10-3, \dots , 10-n と受信部 1 R の対応する乗算器との間の経路はそれぞれ、必要な受信回路を含み、これらのスイッチと送信部 1 T の対応する乗算器との間の経路はそれぞれ、必要な送信回路を含んでいる。したがって、これらの回路を構成するアンプ、フィルタ等の特性によっても、各アンテナで送受信される受信

信号と送信信号との間に位相回転量の差、振幅変動量の差などが生じてしまうことになる。

したがって、アダプティブアレイ無線基地局 1 においては、アレイアンテナ 2 を構成する各アンテナごとに、受信回路の位相回転量、振幅変動量などの伝送特性と、送信回路の位相回転量、振幅変動量などの伝送特性とを測定し、その差を補償する必要がある。従来はこれらの伝送特性を測定するための測定回路がアダプティブアレイ無線基地局に別途設けられていたため、アダプティブアレイ無線基地局の回路構成が大型化および複雑化し、コストも高くなるという問題点があった。

この発明は、特別な測定回路を設けることなく簡単かつ安価な構成で受信回路および送信回路の伝送特性の差を推定し、補償することができる無線装置およびそのキャリブレーション方法を提供することを目的とする。

発明の開示

この発明は、伝送特性のキャリブレーションが可能な無線装置に関し、 n (n は $n \geq 3$ の整数) 個の信号伝送系と、制御装置と、信号処理回路と、メモリと、演算回路とを備えている。

n 個の信号伝送系の各々は、アンテナと、アンテナを共用する送信回路および受信回路とを含んでいる。

制御装置は、キャリブレーション時に、 n 個の信号伝送系の各々の送信回路から既知の信号を送信し、かつ送信された信号を n 個の信号伝送系の複数のものの受信回路で受信するように制御を行なう。

信号処理回路は、信号伝送系ごとに設けられ、当該信号伝送系の受信回路で受信された信号に対し既知の信号を用いて所定の信号処理を行なう。

メモリは、信号伝送系の複数のものにおける信号処理回路によって得られた信号を記憶する。

演算回路は、メモリに記憶された信号に基づいて、 n 個の信号伝送系の各々の送信回路および受信回路のそれぞれを信号が通過することによって当該信号に生じる位相回転量および振幅変動量の少なくとも一方に関する情報を算出する。

さらに、この発明は、アンテナと、アンテナを共用する送信回路および受信回

路とを各々が含む、 n (n は $n \geq 3$ の整数)個の信号伝送系を備えた無線装置のためのキャリブレーション方法に関し、制御ステップと、信号処理ステップと、記憶ステップと、演算ステップと、キャリブレーションステップとを含んでいる。制御ステップは、キャリブレーション時に、 n 個の信号伝送系の各々の送信回路から既知の信号を送信し、かつ送信された信号を n 個の信号伝送系の複数のものの受信回路で受信するように制御を行なう。信号処理ステップは、信号伝送系ごとに受信回路で受信された信号に対し既知の信号を用いて所定の信号処理を行なう。記憶ステップは、信号伝送系の複数のものにおける信号処理の結果得られた信号を記憶する。演算ステップは、記憶された信号に基づいて、 n 個の信号伝送系の各々の送信回路および受信回路のそれぞれを信号が通過することによって当該信号に生じる位相回転量および振幅変動量の少なくとも一方に関する情報を算出する。キャリブレーションステップは、算出された情報に基づいて、 n 個の信号伝送系の各々の送信回路および受信回路の間の位相回転量の差および振幅変動量の差の少なくとも一方のキャリブレーションを行なう。

発明を実施するための最良の形態

【第1の基本構成の概要】

図1は、この発明によるアダプティブアレイ無線基地局の第1の基本構成の要部を示す概略ブロック図である。図1の基本構成は、アダプティブアレイ無線基地局のうち、この発明に関連する位相回転量および振幅変動量の推定ならびにそれらのキャリブレーションに関する部分のみを示しており、前述の図69に示した受信信号および送信信号の重み付けのための受信部1Rおよび送信部1Tに対応する部分は図示省略している。以後説明する各実施の形態においても同様である。

図1に示すアダプティブアレイ無線基地局は、信号処理回路20と、アレイアンテナを構成する n 個のアンテナ素子 $ANT_1, \dots, ANT_j, \dots, ANT_k, \dots, ANT_n$ と、それぞれのアンテナ素子に対応して設けられたアンテナ共用器 $SW_1, \dots, SW_j, \dots, SW_k, \dots, SW_n$ と、それぞれのアンテナ素子に対応して、アンテナ共用器と信号処理回路20との間に設けられた送信回路 $TX_1, \dots, TX_j, \dots, TX_k, \dots, TX_n$ および受信回路 $RX_1, \dots, RX_j, \dots,$

RX_k, \dots, RX_n とを備えている。

信号処理回路20は、キャリブレーション時にそれぞれのアンテナ素子から送信すべき既知の信号 $S_1(t), \dots, S_j(t), \dots, S_k(t), \dots, S_n(t)$ が予め記憶されるとともに後述する算出された各信号を記憶するためのメモリ21と、このメモリ21との間で制御信号およびデータの送受信を行なう制御装置22と、それぞれのアンテナ素子に対応してメモリ21と送信回路TXとの間に設けられた、フェイズシフタ $PS_1, \dots, PS_j, \dots, PS_k, \dots, PS_n$ 、アッテネータ $ATT_1, \dots, ATT_j, \dots, ATT_k, \dots, ATT_n$ および送信信号出力装置 $SG_1, \dots, SG_j, \dots, SG_k, \dots, SG_n$ と、それぞれのアンテナ素子に対応して受信回路RXとメモリ21との間に設けられた受信信号測定装置 $SM_1, \dots, SM_j, \dots, SM_k, \dots, SM_n$ 、位相抽出回路 $PE_1, \dots, PE_j, \dots, PE_k, \dots, PE$ および振幅抽出回路 $AE_1, \dots, AE_j, \dots, AE_k, \dots, AE_n$ とを備えている。

なお、送信回路 $TX_1, \dots, TX_j, \dots, TX_k, \dots, TX_n$ の各々は、たとえば周波数変換器、アンプ、フィルタ、拡散器などからなり、対応する送信信号出力装置SGから対応するアンテナ共用器SWまでの経路に存在する回路を総称するものとする。なお、図2以降の各図においては、図示の都合上、各送信回路TXの図示を省略しており、各送信信号出力装置SGと対応のアンテナ共用器SWとの間のラインTXがそのような送信回路の存在を示しているものとする。

同様に、受信回路 $RX_1, \dots, RX_j, \dots, RX_k, \dots, RX_n$ の各々も、たとえば周波数変換器、アンプ、フィルタ、逆拡散器などからなり、対応するアンテナ共用器SWから対応する受信信号測定装置SMまでの経路に存在する回路を総称するものとする。なお、図2以降の各図においては、図示の都合上、各受信回路RXの図示を省略しており、各アンテナ共用器SWと対応の受信信号測定装置SMとの間のラインRXがそのような受信回路の存在を示しているものとする。

。キャリブレーション時に、メモリ21から出力されたそれぞれのアンテナ素子に対応する既知の信号 $S_1(t), \dots, S_j(t), \dots, S_k(t), \dots, S_n(t)$ は、対応するフェイズシフタ $PS_1, \dots, PS_j, \dots, PS_k, \dots, PS$

n により $\theta_1, \dots, \theta_j, \dots, \theta_k, \dots, \theta_n$ だけ位相が回転させられ、信号 $S_1(t) \exp(i\theta_1), \dots, S_j(t) \exp(i\theta_j), \dots, S_k(t) \exp(i\theta_k), \dots, S_n(t) \exp(i\theta_n)$ となる。なお、それぞれのフェイズシフタの位相回転量は制御装置22からの制御信号により制御される。

これらの位相回転された信号はそれぞれ、対応するアッテネータ $ATT_1, \dots, ATT_j, \dots, ATT_k, \dots, ATT_n$ により、 $A_1, \dots, A_j, \dots, A_k, \dots, A_n$ だけ振幅変動させられ、信号 $A_1 S_1(t) \exp(i\theta_1), \dots, A_j S_j(t) \exp(i\theta_j), \dots, A_k S_k(t) \exp(i\theta_k), \dots, A_n S_n(t) \exp(i\theta_n)$ となる。なお、それぞれのアッテネータの振幅変動量は制御装置22からの制御信号により制御される。

これらの信号は、それぞれ、対応する送信信号出力装置 $SG_1, \dots, SG_j, \dots, SG_k, \dots, SG_n$ から送信され、対応する送信回路 $TX_1, \dots, TX_j, \dots, TX_k, \dots, TX_n$ を介して対応するアンテナ共用器 $SW_1, \dots, SW_j, \dots, SW_k, \dots, SW_n$ に与えられる。

これらのアンテナ共用器 SW の各々は、制御装置22からの制御信号に応じて、対応する送信回路 TX からの信号を、対応するアンテナ素子 ANT または受信回路 RX のいずれかに選択的に与えるよう切換わる。

アンテナ共用器 SW のそれぞれから対応するアンテナ素子 ANT に与えられる信号は、電波信号として放出される。なお、アンテナ共用器 SW がアンテナ素子側に接続されていない場合、当該アンテナ共用器に入った送信信号はそのまま対応する受信回路 RX によって受信される。

一方、キャリブレーション時に、それぞれのアンテナ素子 $ANT_1, \dots, ANT_j, \dots, ANT_k, \dots, ANT_n$ で受信された信号は、対応するアンテナ共用器 $SW_1, \dots, SW_j, \dots, SW_k, \dots, SW_n$ を介して、対応する受信信号測定装置 $SM_1, \dots, SM_j, \dots, SM_k, \dots, SM_n$ に与えられる。なお、前述のように、アンテナ共用器 SW がアンテナ素子側に接続されていない場合には、アンテナ素子ではなく対応する送信回路 TX からの信号が対応する受信信号測定装置 SM に与えられることになる。

これらの受信信号測定装置で受取られた信号はそれぞれ、対応する位相抽出回

路 $PE_1, \dots, PE_j, \dots, PE_k, \dots, PE_n$ および振幅抽出回路 $AE_1, \dots, AE_j, \dots, AE_k, \dots, AE_n$ に並列に与えられる。後述するように、これらの位相抽出回路 PE および振幅抽出回路 AE で抽出された情報はメモリ21に与えられ、そこに蓄えられる。

なお、送信信号出力装置 $SG_1, \dots, SG_j, \dots, SG_k, \dots, SG_n$ および受信信号測定装置 $SM_1, \dots, SM_j, \dots, SM_k, \dots, SM_n$ の動作は、制御装置22からの制御信号によって制御される。

以後、各々のアンテナ素子を介する信号の送受信に関係する一群の回路構成を(信号)伝送系と称することとする。

なお、キャリブレーション時以外の通常の信号送受信時には、メモリ21からの既知の信号ではなく、図示しない送信部(図69の1T参照)によって各伝送系ごとに重みづけされた送信信号が、図示しない信号経路を介して当該伝送系のフェイズシフタ PS に与えられ、以後アッテネータ ATT 、送信信号出力装置 SG 、送信回路 TX 、およびアンテナ共用器 SW を介してアンテナ素子 ANT により送出される。また、各アンテナ素子 ANT によって受信された信号は、当該伝送系のアンテナ共用器 SW 、受信回路 RX を介して受信信号測定装置 SM によって受信された後、位相抽出回路 PE および振幅抽出回路 AE ではなく、図示しない信号経路を介して、図示しない受信部(図69の1R参照)に与えられて重みづけ処理がなされ、出力信号として外部へ供給される。

図2は、図1のアダプティブアレイ無線基地局の第1の基本構成の変形例を示す概略ブロック図である。図2の構成は、以下の点を除いて、図1に示した第1の基本構成と同じである。

すなわち、図1では、それぞれの伝送系のフェイズシフタ PS およびアッテネータ ATT が信号処理回路20内に設けられているが、図2に示した変形例では、これらのフェイズシフタ PS およびアッテネータ ATT が、信号処理回路20の外部に、すなわち当該伝送系の送信信号出力装置 SG と送信回路 TX との間に設けられている。

このように、フェイズシフタ PS およびアッテネータ ATT の配置場所については、メモリ21と各アンテナ共用器 SW との間であれば制約はなく、特に図示

しないが、フェイズシフタ P S およびアッテネータ A T T の一方を信号処理回路 2 0 内に、他方を信号処理回路 2 0 外に、別々に配するように構成してもよい。またフェイズシフタ P S およびアッテネータ A T T は、信号処理回路 2 0 の内部および外部の双方に設けてもよい。

〔第 2 の基本構成の概要〕

図 3 は、この発明によるアダプティブアレイ無線基地局の第 2 の基本構成の要部を示す概略ブロック図である。図 3 に示した第 2 の基本構成は、以下の点を除いて、図 1 に示した第 1 の基本構成と同じである。

すなわち、各伝送系のアンテナ共用器 S W には、制御装置 2 2 から制御信号は与えられておらず、図 1 の第 1 の基本構成のように、送信回路 T X からの信号が直接受信回路 R X に与えられるように各アンテナ共用器 S W が切替わることはない。したがって、各伝送系の送信回路 T X からの信号は必ず対応するアンテナ共用器 S W を介してアンテナ素子 A N T から送信され、アンテナ素子 A N T で受信された信号は対応するアンテナ共用器 S W を介して受信回路 R X に与えられる。その他の構成は、図 1 の第 1 の基本構成と同じであり、ここでは説明を繰返さない。

図 4 は、図 3 のアダプティブアレイ無線基地局の第 2 の基本構成の変形例を示す概略ブロック図である。図 4 の構成は、以下の点を除いて、図 3 に示した第 2 の基本構成と同じである。

すなわち、図 3 では、それぞれの伝送系のフェイズシフタ P S およびアッテネータ A T T が信号処理回路 2 0 内に設けられているが、図 4 に示した変形例では、これらのフェイズシフタ P S およびアッテネータ A T T が、信号処理回路 2 0 の外部に設けられている。

図 2 の変形例に関して説明したように、フェイズシフタ P S およびアッテネータ A T T の配置場所については、メモリ 2 1 と各アンテナ共用器 S W との間であれば制約はなく、特に図示しないが、フェイズシフタ P S およびアッテネータ A T T の一方を信号処理回路 2 0 内に、他方をその外部に、別々に配するように構成してもよい。また、フェイズシフタ P S およびアッテネータ A T T を、信号処理回路 2 0 の内部および外部の双方に設けてもよい。

以下に、これらの第1および第2の基本構成の動作原理および具体的な実施の形態について個別に説明することとするが、その前に、以後の説明に用いる各種の変数について、以下のように定義することとする：

$S_j(t)$: j 番目の送信信号出力装置 SG_j から出力される既知の信号

$RX_{jk}(t)$: j 番目の送信信号出力装置 SG_j から出力された信号 $S_j(t)$ が、 k 番目の受信信号測定装置 SM_k によって測定された信号

θ_j : j 番目のフェイズシフタ PS_j を信号が通過することによって生じる信号の位相回転量

$\Delta\phi RX_j$: j 番目の受信回路 RX_j を信号が通過することによって生じる信号の位相回転量

$\Delta\phi TX_j$: j 番目の送信回路 TX_j を信号が通過することによって生じる信号の位相回転量

ϕ_{jk} : j 番目のアンテナ共用器 SW_j から j 番目のアンテナ素子 ANT_j までを信号が通過することによって生じる信号の位相回転量と、 j 番目のアンテナ素子 ANT_j から k 番目のアンテナ素子 ANT_k まで電波信号が伝播することによって生じる信号の位相回転量と、 k 番目のアンテナ素子 ANT_k から k 番目のアンテナ共用器 SW_k までを信号が通過することによって生じる信号の位相回転量との合計値

A_j : j 番目のアッテネータ ATT_j を信号が通過することによって生じる信号の振幅変動量

ARX_j : j 番目の受信回路 RX_j を信号が通過することによって生じる信号の振幅変動量

ATX_j : j 番目の送信回路 TX_j を信号が通過することによって生じる信号の振幅変動量

A_{jk} : j 番目のアンテナ共用器 SW_j から j 番目のアンテナ素子 ANT_j まで信号が通過することによって生じる信号の振幅変動量と、 j 番目のアンテナ素子 ANT_j から k 番目のアンテナ素子 ANT_k まで電波信号が伝播することによって生じる信号の振幅変動量と、 k 番目のアンテナ素子 ANT_k から k 番目のアンテナ共用器 SW_k までを信号が通過することによって生じる信号の振幅変動量

との合計値

n : アンテナ素子数 (伝送系の数)

なお、図5は、上述の各種の変数のうち、信号の位相回転量および振幅変動量を、先に説明した第1および第2の基本構成の該当部位に表示した図である。

[第1の基本構成の動作原理]

図6は、図1に示したこの発明の第1の基本構成によるアダプティブアレイ無線基地局におけるキャリブレーション時の信号の送受信の態様を模式的に示す図である。以下に、図6を参照して、この発明の第1の基本構成によるアダプティブアレイ無線基地局の動作原理について説明する。

まず、キャリブレーション時には、制御装置22からの制御信号に応じて、たとえば j 番目の伝送系のフェイズシフタ PS_j の位相回転量が0に、アッテネータ ATT_j の振幅変動量 A_j が1 (= 0 dB) にセットされる。そしてメモリ21からは制御装置22の制御により、この j 番目の伝送系に対応する既知の信号 $S_j(t)$ が出力され、当該伝送系のフェイズシフタ PS_j 、アッテネータ ATT_j 、送信信号出力装置 SG_j 、送信回路 TX_j 、アンテナ共用器 SW_j 、およびアンテナ素子 ANT_j を介して電波信号として送出される。

送信された電波信号は、 j 番目の伝送系を除く他のすべての伝送系の各々、たとえば k 番目の伝送系のアンテナ素子 ANT_k および受信回路 RX_k で受信され、受信信号送信装置 SM_k で受信信号 $RX_{jk}(t)$ として測定される。

なお、制御装置22からの制御信号により j 番目の伝送系のアンテナ共用器 SW_j のスイッチが送信回路 TX_j を同じ伝送系の受信回路 RX_j に接続するように切換えることにより、送信回路 TX_j からの送信信号が当該伝送系自身の受信回路 RX_j で受信され、受信信号測定装置 SM_j で受信信号 $RX_{jj}(t)$ として測定される。

j 番目の伝送系から送出され、 k 番目の伝送系で受信され測定された信号 $RX_{jk}(t)$ は、下記の式(1-1)で表わされるが、さらに信号を送信する j 番目の伝送系を1番目から n 番目まで順次切換えて、その都度1番目から n 番目までのすべての伝送系で受信された測定された信号 $RX_{jk}(t)$ は、下記の式(1-2)で表わされる。

$$RX_{jk}(t) = A_{jk} ATX_j ARX_k \exp \{i(\phi_{jk} + \Delta\phi TX_j + \Delta\phi RX_k)\} S_j(t) + n_{jk}(t),$$

$$(k=1, 2, \dots, n) \quad \dots (1-1)$$

$$RX_{jk}(t) = A_{jk} ATX_j ARX_k \exp \{i(\phi_{jk} + \Delta\phi TX_j + \Delta\phi RX_k)\} S_j(t) + n_{jk}(t),$$

$$(j=1, 2, \dots, n), (k=1, 2, \dots, n)$$

$$\text{ただし, } A_{jk}=1, \phi_{jk}=0, (j=k \text{ のとき}) \quad \dots (1-2)$$

なお、これらの式において、 $n_{jk}(t)$ は雑音を表わし、 i は虚数単位 ($i^2 = -1$) を表わしている。

次に、上記の式 (1-2) の両辺を、送信時における既知の信号 $S_j(t)$ で割ると、下記の式 (1-3) で表わされるようになり、さらにその式の両辺の自然対数を計算すると下記の式 (1-4) で表わされるようになる。

$$A_{jk} ATX_j ARX_k \exp \{i(\phi_{jk} + \Delta\phi TX_j + \Delta\phi RX_k)\} + n_{jk}(t) / S_j(t)$$

$$= RX_{jk}(t) / S_j(t) \quad \dots (1-3)$$

$$\log_e [A_{jk} ATX_j ARX_k \exp \{i(\phi_{jk} + \Delta\phi TX_j + \Delta\phi RX_k)\} + n_{jk}(t) / S_j(t)]$$

$$= \log_e [RX_{jk}(t) / S_j(t)] \quad \dots (1-4)$$

なお、これらの式において、 $\log_e [\cdot]$ は $[\cdot]$ の自然対数を意味する。ここで、式 (1-4) の左辺を $\log_e [v+w]$ と表わす。ただし、

$$A_{jk} ATX_j ARX_k \exp \{i(\phi_{jk} + \Delta\phi TX_j + \Delta\phi RX_k)\} = v$$

$$n_{jk}(t) / S_j(t) = w$$

ここで、信号電力対雑音電力比 (S/N 比) が十分よいと仮定すれば $v > w$ となる。

上述のような置換えを行なった式 (1-4) の左辺をテイラー展開すると、下記の式 (1-5) のとおりになり、上述のように S/N 比が十分よい ($|w/v| < 1$) と仮定したので、式 (1-5) の右辺の w/v 以後の項は無視することができる。ここで、先の式 (1-4) の右辺と、式 (1-5) の右辺とから、

下記の等式 (1-6) が導かれる。

$$\log_e [v+w] = \log_e [v] + w/v - (w/v)^2/2 + (w/v)^3/3 - \dots$$

... (1-5)

$$\log_e [A_{jk} \text{ ATX}_j \text{ ARX}_k] + i (\phi_{jk} + \Delta \phi \text{ TX}_j + \Delta \phi \text{ RX}_k) = \log_e [RX_{jk}(t) / S_j(t)]$$

... (1-6)

上記の式 (1-6) の虚数部に注目すると下記の式 (1-7) が導かれ、実数部に着目すると下記の式 (1-8) が導かれる。なお、これらの式において、 $\text{Im}[\cdot]$ は $[\cdot]$ の虚数部を意味し、 $\text{Re}[\cdot]$ は $[\cdot]$ の実数部を意味するものとする。

$$\phi_{jk} + \Delta \phi \text{ TX}_j + \Delta \phi \text{ RX}_k = \text{Im} [\log_e \{RX_{jk}(t) / S_j(t)\}]$$

$$= \text{Im} [\log_e \{RX_{jk}(t)\}] - \text{Im} [\log_e \{S_j(t)\}],$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、}\phi_{jk}=0, \quad (j=k \text{ のとき}) \quad \dots (1-7)$$

$$\log_e [A_{jk} \text{ ATX}_j \text{ ARX}_k] = \text{Re} [\log_e \{RX_{jk}(t) / S_j(t)\}]$$

$$= \text{Re} [\log_e \{RX_{jk}(t)\}] - \text{Re} [\log_e \{S_j(t)\}],$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、}A_{jk}=1, \quad (j=k \text{ のとき}) \quad \dots (1-8)$$

以上の処理により、位相に関する方程式である式 (1-7) と、振幅に関する方程式である式 (1-8) とを別々に分離している。

ここで、これらの式中の $RX_{jk}(t)$ は実際に測定された受信信号であり、 $S_j(t)$ は既知の信号である。したがって、式 (1-7) および式 (1-8) のそれぞれの右辺の値は計算によって容易に求めることができる。

そこで、式 (1-7) および式 (1-8) のそれぞれの右辺の計算によって求められた値を Y_{jk} , X_{jk} とすると、それぞれの式は、下記の式 (1-9) および式 (1-10) のように表わされる。

$$Y_{jk} = \phi_{jk} + \Delta \phi T X_j + \Delta \phi R X_k,$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、}\phi_{jk}=0, \quad (j=k \text{ のとき}) \quad \dots (1-9)$$

$$X_{jk} = \log_e [A_{jk}] + \log_e [ATX_j] + \log_e [ARX_k],$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、}A_{jk}=1, \quad (j=k \text{ のとき}) \quad \dots (1-10)$$

上記の位相に関する式 (1-9) は n^2 個の一次方程式からなる連立一次方程式であり、下記の式 (1-11) のように表現される。

$$Y_{11} = \Delta \phi T X_1 + \Delta \phi R X_1$$

$$Y_{12} = \phi_{12} + \Delta \phi T X_1 + \Delta \phi R X_2$$

$$Y_{nn} = \Delta \phi T X_n + \Delta \phi R X_n \quad \dots (1-11)$$

ここで、 ϕ_{jk} と ϕ_{kj} とは、それぞれ伝播する方向は逆であるが、全く同一の回路および伝播路を通過した信号の位相回転量であり、それらの値は互いに一致する (ただし $j \neq k$)。したがって、連立一次方程式 (1-11) 中の未知の変数である ϕ_{jk} の個数は $n(n-1)/2$ 個であり、未知の変数である $\Delta \phi T X_j$ 、 $\Delta \phi R X_k$ の個数は $2n$ 個である ($(j=1, 2, \dots, n)$, $(k=1, 2, \dots, n)$)。したがって、上記の連立一次方程式 (1-11) の未知の変数の総計は $(n^2 + 3n)/2$ 個となる。

一方、上述の振幅に関する式 (1-10) も n^2 個の一次方程式からなる連立一次方程式であり、下記の式 (1-12) のように表現される。

$$X_{11} = \log_e [ATX_1] + \log_e [ARX_1]$$

$$X_{12} = \log_e [A_{12}] + \log_e [ATX_1] + \log_e [ARX_2]$$

$$X_{nn} = \log_e [ATX_n] + \log_e [ARX_n] \quad \dots (1-12)$$

ここで、 A_{jk} と A_{kj} とは、それぞれ伝播する方向は逆であるが、全く同一の回路または伝播路を通過した信号の振幅変動量であり、それらの値は互いに一致する (ただし $j \neq k$)。したがって、連立一次方程式 (1-12) 中の未知の変数である $\log_e [A_{jk}]$ の個数は $n(n-1)/2$ 個であり、未知の変数である $\log_e [ATX_j]$ 、 $\log_e [ARX_k]$ の個数は $2n$ 個である ($(j=1, 2, \dots, n)$, $(k=1, 2, \dots, n)$)。したがって、上記の連立一

次方程式 (1-12) の未知の変数の総数も $(n^2 + 3n) / 2$ 個となる。

これらの連立一次方程式を解くためには、各連立一次方程式を構成する式の総数 n^2 が少なくとも未知の変数の個数 $(n^2 + 3n) / 2$ と同じでなければならない。すなわち、 n が 3 以上のとき、 $n^2 \geq (n^2 + 3n) / 2$ が成立するため、信号伝送系の数 n が 3 以上であれば、連立一次方程式 (1-11) および (1-12) の各々において、方程式の個数が未知の変数の個数を上回り、双方の連立一次方程式においてすべての未知の変数の値を求めることが可能となる。

すなわち、これら連立一次方程式 (1-11) および (1-12) を解くことにより、すべての伝送系において、送信回路 TX_j ($j = 1, 2, \dots, n$) を通過することによって生じる信号の位相回転量 $\Delta \phi_{TX_j}$ および振幅変動量 A_{TX_j} と、受信回路 RX_j を通過することによって生じる信号の位相回転量 $\Delta \phi_{RX_j}$ および振幅変動量 A_{RX_j} とを算出することができる。

そして、このような計算により推定された、各伝送系ごとの受信回路と送信回路との間の位相回転量の差の情報を当該伝送系のフェイズシフタに与え、各伝送系ごとの受信回路と送信回路との間の振幅変動量の差に関する情報を当該伝送系のアッテネータに与えることにより、各伝送系ごとに、受信信号と送信信号との間の位相回転量および振幅変動量の差を補償し、伝送特性のキャリブレーションを行なうことができる。

なお、上述の動作原理の説明では、測定された信号 $RX_{jk}(t)$ を既知の信号 $S_j(t)$ で除算して得られた信号の自然対数を計算して虚数部と実数部とに分離するように構成されているが、入力信号を実数部と虚数部とに分離して出力する機能を有する直交検波回路を用いても、この発明によるアダプティブアレイ無線基地局の動作原理を実現することができる。すなわち、直交検波回路から出力される I 信号と Q 信号とを用いても、容易に受信信号の位相成分と振幅成分とを抽出することが可能である。

たとえば、測定された受信信号を既知の信号で除算して得られる式 (1-3) の右辺の信号 $\{RX_{jk}(t) / S_j(t)\}$ が直交検波回路に入力され、I 信号と Q 信号とに分離されたものとする。ここで直交検波回路の入力信号の振幅値を A とすると、次式で表わされる。

$$A = (I^2 + Q^2)^{1/2}$$

一方、直交検波回路の入力信号の位相値を θ とすると、次式で表わされる。

$$\theta = \tan^{-1}(Q/I) \quad (Q > 0 \text{ の場合})$$

$$\theta = \tan^{-1}(Q/I) + \pi \quad (Q < 0 \text{ の場合})$$

ただし、 $0 < \tan^{-1}(Q/I) < \pi$ であるとする。

したがって、このように直交検波回路を用いても、位相成分と振幅成分とを容易に分離することができる。なお、直交検波回路を用いて位相成分と直交成分とを抽出する技術自体は周知の技術である。

このように直交検波回路を用いてこの発明の第1の基本構成を実現した場合、位相抽出回路の出力信号を Y_{jk} 、振幅抽出回路の出力信号を X_{jk} とすると、次式で表わされる。

$$Y_{jk} = \phi_{jk} + \Delta\phi TX_j + \Delta\phi RX_k$$

$$X_{jk} = A_{jk} ATX_j ARX_k$$

したがって、受信信号を位相に関する方程式と振幅に関する方程式とに分離することができ、以下、これまでに説明した手順と同様の手順により、送信回路と受信回路との間の位相回転量差および振幅変動量差を計算することができる。

なお、以下に説明する各実施の形態においても、受信信号を既知の信号で除算した信号から位相成分と振幅成分とを抽出する際に、上述の直交検波回路の技術を用いることができる。

なお、送信回路および受信回路の伝送特性は気温などの外部の要因によって常に変化するため、この発明のアダプティブアレイ無線基地局では、上述のような伝送特性の推定およびキャリブレーションは数時間おきに、1日数回の頻度で行なわれる。

上述のようなこの発明の第1の基本構成の動作は、現実には、信号処理回路20を構成するマイクロコンピュータにより、ソフトウェア的に実行される。図7および図8は、上述の第1の基本構成の動作をマイクロコンピュータを用いてソフトウェア的に実現する際のフロー図である。

まず、所定のタイミングで（または外部からの指令により）位相および振幅誤差の推定命令が発せられると、上述のキャリブレーション動作が開始される。

まず、ステップS1-1において、 $j=1$ 番目の伝送系が選択され、ステップS1-2において、当該伝送系のフェイズシフタ PS_1 の位相回転量を0に、アッテネータ ATT_1 の振幅変動量 A_1 が1(=0dB)にセットされる。そして、メモリ21からは、この1番目の伝送系に対応する既知の信号 $S_1(t)$ が出力される。

次に、ステップS1-3において、変数 k が1に設定され、ステップS1-4において、当該伝送系が $k=1$ 番目に該当するか否かが判断される。ここで $k=j=1$ なので、ステップS1-5において、当該伝送系の送信回路 TX_1 と受信回路 RX_1 とを接続するようにアンテナ共用器 SW_1 が切換えられる。

次に、ステップS1-6において、1番目の伝送系の受信信号測定装置 SM_1 により、上述の式(1-1)に基づいて受信信号 $RX_{11}(t)$ を測定し、式(1-3)により $RX_{11}(t)/S_1(t)$ を算出し、さらに式(1-6)、(1-7)、(1-8)により、虚数部と実数部とに分離する。そして、 $RX_{11}(t)/S_1(t)$ の位相成分を式(1-9)のように抽出して Y_{11} としてメモリ21に記憶し、 $RX_{11}(t)/S_1(t)$ の振幅成分を式(1-10)のように抽出して X_{11} としてメモリ21に記憶する。

次に、ステップS1-7、S1-8、S1-4において k の値を1ずつインクリメントしながら、ステップS1-9において当該伝送系($j=1$)の送信回路 TX_1 とアンテナ素子 ANT_1 とを接続するようにアンテナ共用器 SW_1 が切換えられる。

次に、ステップS1-6において、1番目の伝送系のアンテナ素子 ANT_1 から送信された電波信号を k 番目の伝送系の受信信号測定装置 SM_k で測定して $RX_{1k}(t)$ を求め、前述のように式(1-6)～(1-10)により、 $RX_{1k}(t)/S_1(t)$ の位相成分 Y_{1k} 、振幅成分 X_{1k} を算出してメモリ21に記憶する。

ステップS1-7において、 k が n に達したことが判定されると、ステップS1-10、S1-11において j の値を1インクリメントして、次の伝送系 $j=2$ において、上述のステップS1-2～S1-9の動作を繰返す。

このようにして、ステップS1-10において、 j が n に達したことが判定さ

れると、 $(j=1, 2, \dots, n)$ 、 $(k=1, 2, \dots, n)$ のすべての組合せに対する Y_{jk} 、 X_{jk} が算出され、メモリ21に記憶されたことになる。

次に、図8のステップS1-12において、メモリ21に記憶されているすべての Y_{jk} 、 X_{jk} ($j=1, 2, \dots, n$)、 $(k=1, 2, \dots, n)$ を用いて、上述の式(1-11)および(1-12)の2つの連立一次方程式を解く。

次に、ステップS1-13において、算出された伝送系ごとの送信回路と受信回路との間の位相回転量の差および振幅変動量の比を、対応する伝送系の(予め0に設定されている)フェイズシフタPSおよび(予め1に設定されている)アッテネータATTにそれぞれ設定する。これにより、各伝送系の送信時に上記の伝送特性の差がそれぞれ補償され、キャリブレーションが実行される。

次に、図9および図10は、上述の図7および図8に示した動作の変形例を示すフロー図である。図9および図10に示す動作は、以下の点を除いて図7および図8に示した動作と同じであり、共通する動作については説明を繰返さない。

すなわち、図7の例では、ステップS1-2において、各伝送系のフェイズシフタの位相回転量を0に、アッテネータの振幅変動量を1(=0 dB)に設定しているが、図9の例では、ステップS1-2aにおいて、そのような設定を行わず、そのときのフェイズシフタ PS_j の位相回転量 θ_j およびアッテネータ ATT_j の振幅変動量 A_j を測定し、それぞれメモリ21に記憶している。

そして、図8の例では、ステップS1-13において、伝送系ごとに、算出された送信回路と受信回路との間の位相回転量の差および振幅変動量の比を、対応する伝送系の予め0に設定されたフェイズシフタおよび予め1に設定されたアッテネータに設定することにより、位相回転量差および振幅変動量差を補償するキャリブレーションを行なっているのに対し、図10の例では、ステップS1-13aにおいて、キャリブレーションの開始時に図9のステップS1-2aで測定されメモリ21に記憶されているフェイズシフタおよびアッテネータの初期値である θ_j および A_j を読み出し、これらの初期値を、算出された位相回転量の差および振幅変動量の比で補償することにより、キャリブレーションを行なっている。

次に、図11は、図1に示したこの発明の第1の基本構成の変形例であり、各

伝送系の送信回路と受信回路との間の位相回転量差のみを推定する場合のアダプティブアレイ無線基地局の信号処理回路20の構成を示すブロック図である。図11の回路構成は、各伝送系ごとにアッテネータ ATT_j および振幅抽出回路 AE_j ($j=1, 2, \dots, n$) が省略されている点を除いて、図1に示した第1の基本構成と同じであるので、図1の説明を援用して、図11の説明を省略する。また、図12は、図11に示した回路の動作をマイクロコンピュータを用いてソフトウェア的に実現する際のフロー図であり、振幅成分に関する演算が省略されている点を除いて、図7および図8に示した第1の基本構成の動作フロー図と同じであるので、図7および図8の説明を援用して、図12の説明を省略する。

次に、図13は、図1に示したこの発明の第1の基本構成のさらなる変形例であり、各伝送系の送信回路と受信回路との間の振幅変動量差のみを推定する場合のアダプティブアレイ無線基地局の信号処理回路20の構成を示すブロック図である。図13の回路構成は、各伝送系ごとにフェイズシフタ PS_j および位相抽出回路 PE_j ($j=1, 2, \dots, n$) が省略されている点を除いて、図1に示した第1の基本構成と同じであるので、図1の説明を援用して、図13の説明を省略する。

また、図14は、図13に示した回路の動作をマイクロコンピュータを用いてソフトウェア的に実現する際のフロー図であり、位相成分に関する演算が省略されている点を除いて、図7および図8に示した第1の基本構成の動作フロー図と同じであるので、図7および図8の説明を援用して、図14の説明を省略する。

〔第1の基本構成の実施の形態〕

実施の形態1

次に、図15は、図1に示したこの発明の第1の基本構成によるアダプティブアレイ無線基地局の信号処理回路20の具体的な回路構成である実施の形態1を示すブロック図である。

図1の回路構成と対比して、第1の基本構成のうち、各伝送系の位相抽出回路 PE_j および振幅抽出回路 AE_j ($j=1, 2, \dots, n$) が、1つの乗算器 MP_j と1つの信号処理回路 SP_j とによって構成されている。

各伝送系の乗算器 MP_j ($j=1, 2, \dots, n$) は、図6に関連して説明した

式(1-3)の演算を行なう。すなわち、受信信号測定装置 SM_j で測定された受信信号を、当該伝送系の既知の送信信号 $S_j(t)$ で除算する。

次に、各伝送系の信号処理回路 SP_j ($j=1, 2, \dots, n$)は、図6に関連して説明した式(1-4)～(1-10)の演算を行なう。すなわち、信号処理回路 SP_j は、対応する乗算器 MP_j の出力の自然対数を計算し、その虚数部を Y_{mj} として抽出して式(1-9)の位相に関する方程式を形成し、かつ実数部を X_{mj} として抽出して式(1-10)の振幅に関する方程式を形成する。

図16は、図15に示した実施の形態1の動作を説明するフロー図であり、図7に示した第1の基本構成の動作の前半に対応している。図7のフロー図と対応して、図7のステップS1-6で行なわれる信号処理の内容が、図16のステップS1-6dにより特定の記載されている。すなわち、図16のステップS1-6dにおいて、 $RX_{jk}(t)/S_j(t)$ の自然対数を計算し、その虚数部および実数部を抽出することにより、位相成分の方程式(1-9)および振幅成分の方程式(1-10)が得られる。

実施の形態2

次に、図17は、図1に示したこの発明の第1の基本構成によるアダプティブアレイ無線基地局の信号処理回路20の他の具体的な回路構成である実施の形態2を示すブロック図である。

図1の回路構成と対比して、第1の基本構成のうち、各伝送系の位相抽出回路 PE_j および振幅抽出回路 AE_j ($j=1, 2, \dots, n$)が、1つの信号処理回路 SP_j と2つの減算器 SA_j 、 SB_j とによって構成されている。

まず、各伝送系の信号処理回路 SP_j ($j=1, 2, \dots, n$)は、受信信号測定装置 SM_j で測定された受信信号の自然対数を計算し、その虚数部を抽出して一方の減算器 SA_j に与え、かつ実数部を抽出して他方の減算器 SB_j に与える。

上記一方の減算器 SA_j は、与えられた受信信号の虚数部から、当該伝送系の既知の送信信号 $S_j(t)$ の自然対数を計算したものの虚数部 $Im[\log_e\{S_j(t)\}]$ を減算する。上記他方の減算器 SB_j は、与えられた受信信号の実数部から、当該伝送系の既知の送信信号 $S_j(t)$ の自然対数を計算したもの

の実数部 $\text{Re}[\log_e \{S_j(t)\}]$ を減算する。

上述の一方の減算器 SA_j による虚数部の減算の結果を Y_{mj} として抽出し、式 (1-9) の位相に関する方程式を形成し、かつ他方の減算器 SB_j による実数部の減算の結果を X_{mj} として抽出し、式 (1-10) の振幅に関する方程式を形成する。

以上のように、図 17 の実施の形態 2 では、先に受信信号の虚数部と実数部との分離を行なった後に、既知の信号 $S_j(t)$ の虚数部および実数部をそれぞれ減算している。

これに対し、図 6 および図 15 に関連して説明した実施の形態 1 では、虚数部と実数部とに分離するのに先立って受信信号を既知の信号で除算しており、演算の順序が前後している。しかしながら、いずれの方法でも最終的には、式 (1-9) および (1-10) で表わす方程式が得られるため、図 17 に示す回路構成も図 1 に示す第 1 の基本構成と等価なものと考えられる。

図 18 は、図 17 に示した実施の形態 2 の動作を説明するフロー図であり、図 7 に示した第 1 の基本構成の動作の前半に対応している。図 7 のフロー図と対比して、図 7 のステップ $S1-6$ で行なわれる信号処理の内容が、図 18 のステップ $S1-6e$ により特定の記載されている。すなわち、図 18 のステップ $S1-6e$ において、 $RX_{jk}(t)$ の自然対数を計算したものの虚数部および実数部から、 $S_j(t)$ の自然対数を計算したものの虚数部および実数部をそれぞれ減算することにより、位相成分の方程式 (1-9) および振幅成分の方程式 (1-10) が得られる。

なお、これらの実施の形態 1 および 2 の説明においては、先に述べたように、 S/N 比が十分よいことを前提とした。すなわち、図 15～図 18 に示す実施の形態 1 および 2 は、受信信号の S/N 比が良好な場合に有効であり、後述する他の実施の形態に比べても、比較的少ない信号処理量で、各伝送系の送信回路・受信回路間の位相回転量差および振幅変動量差の推定を行なうことができる。

[第 2 の基本構成の動作原理]

図 19 は、図 3 に示したこの発明の第 2 の基本構成によるアダプティブアレイ無線基地局におけるキャリブレーション時の信号の送受信の態様を模式的に示す

図である。以下に、図19を参照して、この発明の第2の基本構成によるアダプティブアレイ無線基地局の動作原理について説明する。

まず、キャリブレーション時には、制御装置22からの制御信号に応じて、たとえばj番目の伝送系のフェイズシフタ PS_j の位相回転量が0に、アッテネータ ATT_j の振幅変動量 A_j が1(=0dB)にセットされる。そして、メモリ21からは制御装置22の制御により、このj番目の伝送系に対応する既知の信号 $S_j(t)$ が出力され、当該伝送系のフェイズシフタ PS_j 、アッテネータ ATT_j 、送信信号出力装置 SG_j 、送信回路 TX_j 、アンテナ共用器 SW_j 、およびアンテナ素子 ANT_j を介して電波信号として送出される。

送信された電波信号は、j番目の伝送系を除く他のすべての伝送系の各々、たとえばk番目の伝送系のアンテナ素子 ANT_k および受信回路 RX_k で受信され、受信信号測定装置 SM_k で受信信号 $R_{jk}(t)$ として測定される。

なお、この図19に示す第2の基本構成によるアダプティブアレイ無線基地局では、図6に示した第1の基本構成によるアダプティブアレイ無線基地局とは異なり、同じ伝送系において送信回路 TX と受信回路 RX とが接続するようにアンテナ共用器 SW が切替わることはない。

j番目の伝送系から送出され、k番目の伝送系で受信され測定された信号 $R_{jk}(t)$ は、下記の式(1-13)で表わされるが、さらに信号を送信するj番目の伝送系を1番目からn番目まで順次切替えて、その都度、送信している伝送系を除く1番目からn番目までのすべての伝送系で受信された測定された信号 $R_{jk}(t)$ は、下記の式(1-14)で表わされる。

$$R_{jk}(t) = A_{jk} \cdot ATX_j \cdot ARX_k \cdot \exp\{i(\phi_{jk} + \Delta\phi_{TX_j} + \Delta\phi_{RX_k})\} S_j(t) + n_{jk}(t)$$

$$(k=1, 2, \dots, n) \text{ ただし、 } k \neq j \quad \dots (1-13)$$

$$R_{jk}(t) = A_{jk} \cdot ATX_j \cdot ARX_k \cdot \exp\{i(\phi_{jk} + \Delta\phi_{TX_j} + \Delta\phi_{RX_k})\} S_j(t) + n_{jk}(t)$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n)$$

$$\text{ただし、 } j \neq k \quad \dots (1-14)$$

次に、上記の式(1-14)の両辺を、送信時における既知の信号 $S_j(t)$

で割ると下記の式(1-15)で表わされるようになり、さらにその式の両辺の自然対数を計算すると下記の式(1-16)で表わされるようになる。

$$\begin{aligned} & A_{jk} \text{ATX}_j \text{ARX}_k \exp \{i(\phi_{jk} + \Delta\phi \text{TX}_j + \Delta\phi \text{RX}_k) \\ & \} + n_{jk}(t) / S_j(t) \\ & = \text{RX}_{jk}(t) / S_j(t) \quad \dots (1-15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \log_e [A_{jk} \text{ATX}_j \text{ARX}_k \exp \{i(\phi_{jk} + \Delta\phi \text{TX}_j + \Delta\phi \text{RX}_k) \\ & \} + n_{jk}(t) / S_j(t)] \\ & = \log_e [\text{RX}_{jk}(t) / S_j(t)] \quad \dots (1-16) \end{aligned}$$

ここで、式(1-16)の左辺を $\log_e [v+w]$ と表わす。ただし、

$$\begin{aligned} & A_{jk} \text{ATX}_j \text{ARX}_k \exp \{i(\phi_{jk} + \Delta\phi \text{TX}_j + \Delta\phi \text{RX}_k) \\ & \} = v \\ & n_{jk}(t) / S_j(t) = w \end{aligned}$$

ここで、信号電力対雑音電力比(S/N比)が十分よいと仮定すれば、 $v > w$ となる。

上述のような置換えを行なった式(1-16)の左辺をテイラー展開すると、下記の式(1-17)のとおりになり、上述のようにS/N比が十分よい($|w/v| < 1$)と仮定したので、式(1-17)の右辺の w/v 以後の項は無視することができる。

ここで、先の式(1-16)の右辺と、式(1-17)の右辺とから、下記の等式(1-18)が導かれる。

$$\begin{aligned} & \log_e [v+w] = \log_e [v] + w/v - (w/v)^2/2 + (w/v)^3/3 - \dots \quad \dots (1-17) \\ & \log_e [A_{jk} \text{ATX}_j \text{ARX}_k] + i(\phi_{jk} + \Delta\phi \text{TX}_j + \Delta\phi \text{RX}_k) \\ & = \log_e [\text{RX}_{jk}(t) / S_j(t)] \quad \dots (1-18) \end{aligned}$$

上記の式(1-18)の虚数部に注目すると下記の式(1-19)が導かれ、実数部に注目すると下記の式(1-20)が導かれる。

$$\phi_{jk} + \Delta\phi \text{TX}_j + \Delta\phi \text{RX}_k = \text{Im} [\log_e \{ \text{RX}_{jk}(t) / S_j(t) \}]$$

$$\begin{aligned}
&= \text{Im} [\log_e \{RX_{jk}(t)\}] - \text{Im} [\log_e \{S_j(t)\}], \\
&\quad (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n), \\
&\quad \text{ただし, } j \neq k \quad \dots (1-19) \\
\log_e [A_{jk} \text{ } ATX_j \text{ } ARX_k] &= \text{Re} [\log_e \{RX_{jk}(t) / S_j(t)\}] \\
&= \text{Re} [\log_e \{RX_{jk}(t)\}] - \text{Re} [\log_e \{S_j(t)\}], \\
&\quad (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n), \\
&\quad \text{ただし, } j \neq k \quad \dots (1-20)
\end{aligned}$$

以上の処理により、位相に関する方程式である式(1-19)と、振幅に関する方程式である式(1-20)とを、別々に分離している。

ここで、これらの式中の $RX_{jk}(t)$ は実際に測定された信号であり、 $S_j(t)$ は既知の信号である。したがって、式(1-19)および式(1-20)のそれぞれの右辺の値は計算によって求めることができる。

そこで、式(1-19)および式(1-20)のそれぞれの右辺の計算によって求められた値を Y_{jk} 、 X_{jk} とすると、それぞれの式は、下記の式(1-21)および式(1-22)のように表わされる。

$$\begin{aligned}
Y_{jk} &= \phi_{jk} + \Delta \phi_{TX_j} + \Delta \phi_{RX_k}, \quad (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n), \\
&\quad \text{ただし, } j \neq k \quad \dots (1-21)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
X_{jk} &= \log_e [A_{jk}] + \log_e [ATX_j] + \log_e [ARX_k], \\
&\quad (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n), \\
&\quad \text{ただし, } j \neq k \quad \dots (1-22)
\end{aligned}$$

このように求められた位相情報のうち、 $Y_{jk} - Y_{kj} = Z_{jk}$ において式(1-21)に代入すると、下記の式(1-23)が得られる。また、得られた振幅情報のうち、 $X_{jk} - X_{kj} = V_{jk}$ において式(1-22)に代入すると、下記の式(1-24)が得られる。

$$\begin{aligned}
Z_{jk} &= (\phi_{jk} - \phi_{kj}) + (\Delta \phi_{RX_k} - \Delta \phi_{TX_k}) - (\Delta \phi_{RX_j} - \Delta \phi_{TX_j}), \\
&\quad (j=1, 2, \dots, n-1), \quad (k=j+1, j+2, \dots, n)
\end{aligned}$$

$$V_{jk} = (\log_e [A_{jk}] - \log_e [A_{kj}]) + (\log_e [ARX_k] - \log_e [ATX_k]) - (\log_e [ARX_j] - \log_e [ATX_j]) \quad \dots (1-23)$$

$$(j=1, 2, \dots, n-1), \quad (k=j+1, j+2, \dots, n)$$

$$\dots (1-24)$$

ここで、 ϕ_{jk} と ϕ_{kj} とは、それぞれ伝播する方向は逆であるが、全く同一の回路および伝播路を通過した信号の位相回転量であり、それらの値は互いに一致する（ただし $j \neq k$ ）。したがって、下記の式（1-25）が成り立つ。

一方、 $\log_e [A_{jk}]$ と $\log_e [A_{kj}]$ とは、それぞれ伝播する方向は逆であるが、全く同一の回路および伝播路を通過した信号の振幅変動量であり、それらの値は互いに一致する（ただし $j \neq k$ ）。すなわち、下記の式（1-26）が成り立つ。

$$\phi_{jk} = \phi_{kj}, \quad (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n), \quad \text{ただし、} j \neq k \quad \dots (1-25)$$

$$\log_e [A_{jk}] = \log_e [A_{kj}], \quad (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n), \quad \text{ただし、} j \neq k \quad \dots (1-26)$$

ここで、 j 番目の伝送系の受信回路を信号が通過することによって生じる信号の位相回転量と同じ伝送系の送信回路を信号が通過することによって生じる信号の位相回転量の差を $\Delta\phi_j$ とすると、下記の式（1-27）のように表わされ、 j 番目の伝送系の受信回路を信号が通過することによって生じる信号の振幅変動量と同じ伝送系の送信回路を信号が通過することによって生じる信号の振幅変動量との差を ΔA_j とすると、下記の式（1-28）のように表わされる。

$$\Delta\phi_j = \Delta\phi_{RXj} - \Delta\phi_{TXj}, \quad (j=1, 2, \dots, n) \quad \dots (1-27)$$

$$\Delta A_j = \log_e [ARX_j] - \log_e [ATX_j], \quad (j=1, 2, \dots, n) \quad \dots (1-28)$$

上記の式 (1-23) に、これらの式 (1-25) および (1-27) を代入すると、下記の式 (1-29) となる。

$$\begin{aligned} Z_{jk} &= \Delta \phi_k - \Delta \phi_j, \\ (j &= 1, 2, \dots, n-1), \quad (k = j+1, j+2, \dots, n) \\ &\dots (1-29) \end{aligned}$$

この式は、未知の変数の個数が n 個、独立した一次方程式の個数が $n(n-1)/2$ 個の連立方程式であり、次の式 (1-30) のように表わされる。

$$\begin{aligned} Z_{12} &= \Delta \phi_2 - \Delta \phi_1 \\ Z_{13} &= \Delta \phi_3 - \Delta \phi_1 \\ Z_{n-1n} &= \Delta \phi_n - \Delta \phi_{n-1} \quad \dots (1-30) \end{aligned}$$

一方、上記の式 (1-24) に、これらの式 (1-26) および式 (1-28) を代入すると、下記の式 (1-31) となる。

$$\begin{aligned} V_{jk} &= \Delta A_k - \Delta A_j, \\ (j &= 1, 2, \dots, n-1), \quad (k = j+1, j+2, \dots, n) \\ &\dots (1-31) \end{aligned}$$

この式も、未知の変数の個数が n 個、独立した一次方程式の個数が $n(n-1)/2$ 個の連立方程式であり、次の式 (1-32) のように表わされる。

$$\begin{aligned} V_{12} &= \Delta A_2 - \Delta A_1 \\ V_{13} &= \Delta A_3 - \Delta A_1 \\ V_{n-1n} &= \Delta A_n - \Delta A_{n-1} \quad \dots (1-32) \end{aligned}$$

これらの連立一次方程式を解くためには、各連立一次方程式を構成する式の総数 $n(n-1)/2$ が少なくとも未知の変数の個数 n と同じでなければならない。すなわち、 n が 3 以上のとき、 $n(n-1)/2 \geq n$ が成立するため、伝送系の数 n が 3 以上であれば、連立一次方程式 (1-31) および (1-32) の各々において、方程式の個数が未知の変数の個数を上回り、双方の連立一次方程式においてすべての未知の変数の値を求めることが可能となる。

すなわち、これらの連立一次方程式 (1-31) および (1-32) を解くことにより、すべての伝送系において、送信回路および受信回路を通過する信号の間の位相回転量の差 $\Delta \phi_j$ ($j = 1, 2, \dots, n$) および振幅変動量の差 ΔA_j

($j = 1, 2, \dots, n$) を算出することができる。

そして、このような計算により推定された、各伝送系ごとの受信回路と送信回路との間の位相回転量の差に関する情報を当該伝送系のフェイズシフタに与え、各伝送系ごとの受信回路と送信回路との間の振幅変動量の差に関する情報を当該伝送系のアッテネータに与えることにより、各伝送系ごとに、受信信号と送信信号との間の位相回転量および振幅変動量の差を補償し、伝送特性のキャリブレーションを行なうことができる。

上述のような、この発明の第2の基本構成の動作は、現実には、信号処理回路20を構成するマイクロコンピュータにより、ソフトウェア的に実行される。図20および図21は、上述の第2の基本構成の動作をマイクロコンピュータを用いてソフトウェア的に実現するときのフロー図である。

まず、所定のタイミングで（または外部からの指令により）位相および振幅誤差の推定命令が発せられると、上述のキャリブレーション動作が開始される。

まず、ステップS2-1において、 $j = 1$ 番目の伝送系が選択され、ステップS2-2において、当該伝送系のフェイズシフタPS1の位相回転量が0に、アッテネータATT1の振幅変動量A1が1 (= 0 dB) にセットされる。そして、メモリ21からは、この1番目の伝送系に対応する既知の信号S1(t)が出力される。

次に、ステップS2-3において、変数kが1に設定され、ステップS2-4において、当該伝送系が $k = 1$ 番目に該当するか否かが判断される。ここで $k = j = 1$ なので、何ら処理を行わず、ステップS2-6、S2-7においてkの値を1インクリメントする。ステップS2-4で $k \neq j$ が判断されれば、ステップS2-5において、1番目の伝送路のアンテナ素子ANT1から送信された電波信号をk番目の伝送系の受信信号測定装置SMkで測定してRX1k(t)を求め、前述のように式(1-13)～式(1-22)により、 $RX_{1k}(t) / S_1(t)$ の位相成分Y1k、振幅成分X1kを算出してメモリ21に記憶する。

ステップS2-6において、kがnに達したことが判定されると、ステップS2-8、S2-9においてjの値を1インクリメントして、次の伝送系 $j = 2$ に

において、上述のステップS2-2～S2-7の動作を繰返す。

このようにして、ステップS2-8において、 j が n に達したことが判定されると、 $(j=1, 2, \dots, n)$ 、 $(k=1, 2, \dots, n)$ のすべての組合せ（ただし $j \neq k$ ）に対する Y_{jk} 、 X_{jk} が算出され、メモリ21に記憶されたことになる。

次に、図21のステップS2-10において、 $j=1$ 、ステップS2-11において $k=j+1$ に設定し、前述のように $Z_{jk}=Y_{jk}-Y_{kj}$ 、および $V_{jk}=X_{jk}-X_{kj}$ を計算し、メモリ21に記憶する。ステップS2-13およびS2-14を介して k を1ずつインクリメントしながら Z_{jk} 、 V_{jk} を計算し、ステップS2-13で k が n に達したことが判定されると、ステップS2-15、S2-16を介して j を1ずつインクリメントし、上述の Z_{jk} 、 Y_{jk} 計算を繰返す。ステップS2-15で j が $n-1$ に達したことが判定されると、 $(j=1, 2, \dots, n)$ 、 $(k=1, 2, \dots, n)$ のすべての組合せ（ただし $j \neq k$ ）に対する Z_{jk} 、 V_{jk} が算出され、メモリ21に記憶されたことになる。

次に、ステップS2-17において、メモリ21に記憶されているすべての Z_{jk} 、 V_{jk} （ $j=1, 2, \dots, n$ ）（ $k=1, 2, \dots, n$ ）（ただし $j \neq k$ ）を用いて、上述の式（1-30）および式（1-32）の2つの連立一次方程式を解く。

最後に、ステップS2-18において、算出された伝送系ごとの送信回路と受信回路との間の位相回転量の差および振幅変動量の差を、当該伝送系の（予め0にセットされている）フェイズシフタおよび（予め1に設定されている）アッテネータにそれぞれ設定する。これにより、各伝送系の送信時、上記の伝送特性の差がそれぞれ補償され、キャリブレーションが実行される。

次に、図22および図23は、上述の図20および図21に示した動作の変形例を示すフロー図である。図22および図23に示す動作は、以下の点を除いて図20および図21に示した動作と同じであり、共通する動作については説明を繰返さない。

すなわち、図20の例では、ステップS2-2において、各伝送系のフェイズ

シフタの位相回転量を0に、アッテネータの振幅変動量を1 (=0 dB) に設定しているが、図22の例では、ステップS2-2aにおいて、そのような設定を行わず、そのときのフェイズシフタ PS_j の位相回転量 θ_j およびアッテネータ ATT_j の振幅変動量 A_j を測定し、それぞれメモリ21に記憶している。

そして、図21の例では、ステップS2-18において、伝送系ごとに、算出された送信回路と受信回路との間の位相回転量の差および振幅変動量の差を、対応する伝送系の予め0に設定されたフェイズシフタおよび予め1に設定されたアッテネータに設定することにより、上記差を補償するキャリブレーションを行なっているのに対し、図23の例では、ステップS2-18aにおいて、キャリブレーションの開始時に図22のステップS2-2aで測定されメモリ21に記憶されているフェイズシフタおよびアッテネータの初期値 θ_j および A_j を読み出し、これらの初期値を、算出された位相回転量の差および振幅変動量の差で補正することにより、キャリブレーションを行なっている。

次に、図24は、図3に示したこの発明の第2の基本構成の変形例であり、各伝送系の送信回路と受信回路との間の位相回転量差のみを推定する場合のアダプティブアレイ無線基地局の信号処理回路20の構成を示すブロック図である。図24の回路構成は、各伝送系ごとにアッテネータ ATT_j および振幅抽出回路 AE_j ($j=1, 2, \dots, n$) が省略されている点を除いて、図3に示した第2の基本構成と同じであるので、図3の説明を援用して、図24の説明を省略する。

また、図25および図26は、図24に示した回路の動作をマイクロコンピュータを用いてソフトウェア的に実現する際のフロー図であり、振幅成分に関する演算が省略されている点を除いて、図20および図21に示したフロー図と同じであるので、図20および図21の説明を援用して、図25および図26の説明を省略する。

次に、図27は、図3に示したこの発明の第2の基本構成のさらなる変形例であり、各伝送系の送信回路と受信回路との間の振幅変動量差のみを推定する場合のアダプティブアレイ無線基地局の信号処理回路20の構成を示すブロック図である。図27の回路構成は、各伝送系ごとにフェイズシフタ PS_j および位相抽出回路 PE_j ($j=1, 2, \dots, n$) が省略されている点を除いて、図3に示し

た第2の基本構成と同じであるので、図3の説明を援用して、図27の説明を省略する。

また、図28および図29は、図27に示した回路の動作をマイクロコンピュータを用いてソフトウェア的に実現する際のフロー図であり、位相成分に関する演算が省略されている点を除いて、図20および図21に示したフロー図と同じであるので、図20および図21の説明を援用して、図28および図29の説明を省略する。

〔第2の基本構成の実施の形態〕

実施の形態3

次に、図30は、図3に示したこの発明の第2の基本構成によるアダプティブアレイ無線基地局の信号処理回路20の具体的な回路構成である実施の形態3を示すブロック図である。

図3の回路構成と対比して、第2の基本構成のうち、各伝送系の位相抽出回路 PE_j および振幅抽出回路 AE_j ($j=1, 2, \dots, n$) が、1つの乗算器 MP_j と1つの信号処理回路 SP_j とによって構成されている。

まず、各伝送系の乗算器 MP_j ($j=1, 2, \dots, n$) は、図19に関連して説明した式(1-15)の演算を行なう。すなわち、受信信号測定装置 SM_j で測定された受信信号を、当該伝送系の既知の送信信号 $S_j(t)$ で除算する。

次に、各伝送系の信号処理回路 SP_j ($j=1, 2, \dots, n$) は、図19に関連して説明した式(1-16)～式(1-22)の演算を行なう。すなわち、信号処理回路 SP_j は、対応する乗算器 MP_j の出力の自然対数を計算し、その虚数部を Y_{mj} として抽出して式(1-21)の位相に関する方程式を形成し、かつ実数部を X_{mj} として抽出して式(1-22)の振幅に関する方程式を形成する。

図31は、図30に示した実施の形態3の動作を説明するフロー図であり、図20に示した第2の基本構成の動作の前半に対応している。図20のフロー図と対比して、図20のステップS2-5で行なわれる信号処理の内容が図31のステップS2-6dにより特定の記載されている。すなわち、図31のステップS2-6dにおいて、 $RX_{jk}(t)/S_j(t)$ の自然対数を計算し、その虚

数部および実数部を抽出することにより、位相成分の方程式 (1-21) および振幅成分の方程式 (1-22) が得られる。

実施の形態 4

次に、図 3 2 は、図 3 に示したこの発明の第 2 の基本構成によるアダプティブアレイ無線基地局の信号処理回路 2 0 の他の具体的な回路構成である実施の形態 4 を示すブロック図である。

図 3 の回路構成と対比して、第 2 の基本構成のうち、各伝送系の位相抽出回路 PE_j および振幅抽出回路 AE_j ($j = 1, 2, \dots, n$) が、1 つの信号処理回路 SP_j と 2 つの減算器 SA_j , SB_j とによって構成されている。

まず、各伝送系の信号処理回路 SP_j ($j = 1, 2, \dots, n$) は、受信信号測定装置 SM_j で測定された受信信号の自然対数を計算し、その虚数部を抽出して一方の減算器 SA_j に与え、かつ実数部を抽出して他方の減算器 SB_j に与える。

上記一方の減算器 SA_j は、与えられた受信信号の虚数部から、当該伝送系の既知の送信信号 $S_j(t)$ の自然対数を計算したものの虚数部 $\text{Im}[\log_e \{S_j(t)\}]$ を減算する。上記他方の減算器 SB_j は、与えられた受信信号の実数部から、当該伝送系の既知の送信信号 $S_j(t)$ の自然対数を計算したものの実数部 $\text{Re}[\log_e \{S_j(t)\}]$ を減算する。

上述の一方の減算器 SA_j による虚数部の減算の結果を Y_{mj} として抽出し、式 (1-21) の位相に関する方程式を形成し、かつ他方の減算器 SB_j による実数部の減算の結果を X_{mj} として抽出し、式 (1-22) の振幅に関する方程式を形成する。

以上のように、図 3 2 の実施の形態 4 では、先に受信信号の虚数部と実数部との分離を行なった後に、既知の信号 $S_j(t)$ の虚数部および実数部をそれぞれ減算している。

これに対し、図 1 9 および図 3 0 に関連して説明した実施の形態 3 では、虚数部と実数部との分離に先立って受信信号を既知の信号で除算しており、演算の順序が前後している。しかしながら、いずれの方法でも、結果的には式 (1-21) および式 (1-22) で表わす方程式が得られるため、図 3 2 に示す回路構成

も図3に示す第2の基本構成と等価なものと考えられる。

図33は、図32に示した実施の形態4の動作を説明するフロー図であり、図20に示した第2の基本構成の動作の前半に対応している。図20のフロー図と対比して、図20のステップS2-5で行なわれる信号処理の内容が、図32のステップS2-5eにより特定の記載されている。すなわち、図33のステップS2-5eにおいて、 $RX_{jk}(t)$ の自然対数を計算したものの虚数部および実数部から、 $S_j(t)$ の自然対数を計算したものの虚数部および実数部をそれぞれ減算することにより、位相成分の方程式(1-21)および振幅成分の方程式(1-22)が得られる。

なおこれらの実施の形態3および4の説明においても、前述のように、 S/N 比が十分よいことを前提とした。すなわち、図30～図33に示す実施の形態3および4は、受信信号の S/N 比が良好な場合に有効であり、後述する他の実施の形態に比べても、比較的少ない信号処理で、各伝送系の送信回路・受信回路間の位相回転量差および振幅変動量差の推定を行なうことができる。

[第1の基本構成に時間平均回路を設ける方式]

実施の形態5

次に、図34は、この発明の実施の形態5の具体的な回路構成を示すブロック図である。この図34に示す実施の形態5は、図15に示したこの発明の第1の基本構成の実施の形態1に、時間平均回路を付加したものである。以下に、この実施の形態5のアダプティブアレイ無線基地局の動作原理について説明する。

まず、キャリブレーション時には、 j 番目($j=1, 2, \dots, n$)の伝送系のフェイズシフタ PS_j の位相回転量 θ_j が0に、アッテネータ ATT_j の振幅変動量 A_j が1(=0dB)にセットされる。そして、メモリ21からは、この j 番目の伝送系に対応する既知の信号 $S_j(t)$ が読出され、アンテナ素子 ANT_j を介して送信される。

送信された信号は、 j 番目の伝送系を除く他のすべての伝送系のアンテナ素子 ANT_k ($k=1, 2, \dots, n$ 、ただし $j \neq k$)で受信され、各伝送系の受信信号測定装置 SM_k で受信信号 $R_{jk}(t)$ として測定される。

なお、 j 番目の伝送系のアンテナ共用器 SW_j が送信回路 TX_j を同じ伝送系

の受信回路RX_jに接続するように切換わることにより、送信回路TX_jからの送信信号が当該伝送系自身の受信回路SM_jで受信信号RX_{j j}(t)として測定される。

j番目の伝送系から送出され、k番目の伝送系で受信され測定された信号RX_{j k}(t)は、図6の第1の基本構成に関連して先に説明した式(1-1)で表わされるが、さらに信号を送信する伝送系を1番目からn番目まで順次切換えて、その都度、1番目からn番目までのすべての伝送系で受信され測定された信号RX_{j k}(t)は、先に説明した式(1-2)で表わされる。なお、これらの式において、n_{j k}(t)は雑音を表わす。

この式(1-2)の両辺を各伝送系の乗算器MP_jで既知の信号S_j(t)で除算し、雑音を含む項を左辺から右辺へ移行すると、下記の式(2-1)となる。そして、各伝送系の時間平均回路TA_j(j=1, 2, ..., n)でこの式(2-1)に対して時間平均を行なうと、左辺は時間に対して常に定数であるので、下記の式(2-2)となる。

$$\begin{aligned} A_{j k} A_{T X j} A_{R X k} \exp \{i(\phi_{j k} + \Delta \phi_{T X j} + \Delta \phi_{R X k})\} \\ = R X_{j k}(t) / S_j(t) - n_{j k}(t) / S_j(t) \end{aligned} \quad \cdots (2-1)$$

$$\begin{aligned} A_{j k} A_{T X j} A_{R X k} \exp \{i(\phi_{j k} + \Delta \phi_{T X j} + \Delta \phi_{R X k})\} \\ = \text{Ave}[R X_{j k}(t) / S_j(t)] - \text{Ave}[n_{j k}(t) / S_j(t)] \end{aligned} \quad \cdots (2-2)$$

なお、上式において、Ave[·]は、[·]の時間平均操作を意味する。

ここで、雑音の性質から、Ave[n_{j k}(t)/S_j(t)]=0なので、各伝送系の信号処理回路SP_jで上記の式(2-2)の両辺の自然対数を計算すると、下記の式(2-3)で表わされるようになる。そして、その虚数部に着目すると下記の式(2-4)が導かれ、その実数部に着目すると下記の式(2-5)が導かれる。

$$\log_e [A_{j k} A_{T X j} A_{R X k}] + i(\phi_{j k} + \Delta \phi_{T X j} + \Delta \phi_{R X k})$$

$$= \log_e [Ave [RX_{jk}(t) / S_j(t)]] \quad \dots (2-3)$$

$$\phi_{jk} + \Delta\phi_{TXj} + \Delta\phi_{RXk} = \text{Im} [\log_e [Ave [RX_{jk}(t) / S_j(t)]]],$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、}\phi_{jk}=0, \quad (j=k \text{ のとき}) \quad \dots (2-4)$$

$$\log_e [A_{jk} \quad ATX_j \quad ARX_k] = \text{Re} [\log_e [Ave [RX_{jk}(t) / S_j(t)]]],$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、}A_{jk}=1, \quad (j=k \text{ のとき}) \quad \dots (2-5)$$

ここで、式(2-4)および(2-5)のそれぞれの右辺は、各伝送系ごとに測定および計算によって求めることができ、その算出結果はメモリ21に記憶される。

そこで、式(2-4)および(2-5)のそれぞれの右辺の値を Y_{jk} 、 X_{jk} とすると、それぞれの式は、下記の式(2-6)および(2-7)のように表わされる。

$$Y_{jk} = \phi_{jk} + \Delta\phi_{TXj} + \Delta\phi_{RXk},$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、}\phi_{jk}=0, \quad (j=k \text{ のとき}) \quad \dots (2-6)$$

$$X_{jk} = \log_e [A_{jk}] + \log_e [ATX_j] + \log_e [ARX_k],$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、}A_{jk}=1, \quad (j=k \text{ のとき}) \quad \dots (2-7)$$

これ以後の処理は、図6に関連して説明した処理と同じであり、伝送系の数 n が3以上であれば、メモリ21に記憶された値 Y_{jk} 、 X_{jk} を用いて上述の連立一次方程式(2-6)および(2-7)を解くことにより、すべての伝送系において、送信回路 TX_j ($j=1, 2, \dots, n$)を通過することによって生じる信号の位相回転量 $\Delta\phi_{TXj}$ および振幅変動量 ATX_j と、受信回路 RX_j を通過することによって生じる信号の位相回転量 $\Delta\phi_{RXj}$ および振幅変動量 ARX_j とを算出することができる。

そして、このように推定された各伝送系ごとの受信回路と送信回路との間の位

相差情報を当該伝送系のフェイズシフトに与え、各伝送系ごとの振幅変動量情報を当該伝送系のアッテネータに与えることにより、各伝送系ごとに受信信号と送信信号との間の伝送特性のキャリブレーションを行なうことができる。

図35は、図34に示した実施の形態5の動作を説明するフロー図であり、図16に示した実施の形態1の動作に対応している。図16のフロー図と対比して、図35では、ステップS1-6fにおいて $Ave[\cdot]$ で表わされる時間平均操作が加わっている点で異なっている。すなわち、図35のステップS1-6fにおいて、 $\log_e[Ave\{RX_{jk}(t)/S_j(t)\}]$ の虚数部および実数部を抽出することにより、位相成分の方程式(2-6)および振幅成分の方程式(2-7)を得ている。

図36は、この図35のステップS1-6fの計算ルーチンを詳細に示すフロー図である。図36のフロー図において、テンポラリーな変数 Tmp を0とおき、時間 T に達するまで $RX_{jk}(t)/S_j(t)$ の累算を行なう。そして、その累算結果を T で除算して時間平均 Tmp/T を算出し、その自然対数を計算して虚数部 Y_{jk} 、実数部 X_{jk} を抽出している。

このステップS1-6fを除く他の処理は図16のフロー図と同じであり、その説明を省略する。

以上のように、この発明の実施の形態5によれば、各伝送系ごとに時間平均回路を設けることにより雑音成分を含む項を消去できるので、たとえ受信信号の雑音成分が多く S/N 比が悪くても、雑音の影響による推定の誤差を抑えることができ、各伝送系の位相差および振幅変動量情報を良好に推定することが可能となる。

実施の形態6および7

次に、図37は、この発明の実施の形態6の具体的な回路構成を示すブロック図である。この図37に示す実施の形態6は、図15に示したこの発明の第1の基本構成の実施の形態1において、図34の実施の形態5とは異なる位置に時間平均回路を付加したものである。

すなわち、前述の式(1-2)の両辺を既知の信号 $S_j(t)$ で除算し、実施の形態5のように時間平均を行なうことなく、自然対数を計算し、テイラー展開

する。S/N比がそれほど良くない条件では、テイラー展開の結果は下記の近似式(2-8)で表現される。

この式(2-8)の両辺の虚数部および実数部を別々に抽出して時間平均を行なうと、左辺の雑音成分 $N_{jk}(t)$ を含む項は0となり、他の項は時間に対して定数であるので、下記の式(2-9)および(2-10)が得られる。

$$\begin{aligned} \log_e [A_{jk} ATX_j ARX_k] + i (\phi_{jk} + \Delta\phi TX_j + \Delta\phi RX_k) \\ + n_{jk}(t) / [A_{jk} ATX_j ARX_k \exp \\ \{i (\phi_{jk} + \Delta\phi TX_j + \Delta\phi RX_k)\} S_j(t)] = \log_e [RX_{jk}(t) / S_j(t)] \end{aligned} \quad \dots (2-8)$$

$$\phi_{jk} + \Delta\phi TX_j + \Delta\phi RX_k = \text{Ave} [\text{Im} [\log_e [RX_{jk}(t) / S_j(t)]]],$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、}\phi_{jk}=0, \quad (j=k \text{ のとき}) \quad \dots (2-9)$$

$$\log_e [A_{jk} ATX_j ARX_k] = \text{Ave} [\text{Re} [\log_e [RX_{jk}(t) / S_j(t)]]],$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、}A_{jk}=1, \quad (j=k \text{ のとき}) \quad \dots (2-10)$$

ここで式(2-9)および(2-10)のそれぞれの右辺は、各伝送系ごとに測定および計算によって求めることができ、その算出結果はすべてメモリ21に記憶される。

そこで式(2-9)および(2-10)のそれぞれの右辺の値を Y_{jk} 、 X_{jk} とすると、それぞれの式は、図34に関連して説明した連立一次方程式(2-6)および(2-7)となり、以後の処理は図34に関連して説明した処理と同じである。

次に、図38は、この発明の実施の形態7の具体的な回路構成を示すブロック図である。この図38に示す実施の形態7は、図15に示したこの発明の第1の実施の形態1における信号処理回路 SP_j を、対数計算回路 LC_j と時間平均回路 TA_j とI/Q分離回路 IQ_j とで置換えたものである。

すなわち、乗算器MP_jにより前述の式(1-2)の両辺を既知の信号S_j(t)で除算し、対数計算回路LC_jで両辺の自然対数を計算してテイラー展開する。S/N比がそれほど良くない条件では、テイラー展開の結果は前述の式(2-8)となる。

この実施の形態7では、前述の実施の形態6のように、この段階で虚数部と実数部との分離を行なうことなく、式(2-8)に対して時間平均回路TA_jにより時間平均操作を行なう。この場合、式(2-8)の左辺第1項および第2項は時間に対して定数であり、雑音成分N_{j k}(t)を含む項は時間平均により0となるので、下記の式(2-11)が得られる。

そして、このI/Q分離回路IQ_jによりこの式(2-11)の両辺の虚数部および実数部を別々に抽出すると、下記の式(2-12)および(2-13)が得られる。

$$\begin{aligned} \log_e [A_{jk} A T X_j A R X_k] + i (\phi_{jk} + \Delta \phi T X_j + \Delta \phi R X_k) \\ = A v e [\log_e [R X_{jk}(t) / S_j(t)]] \cdots (2-11) \\ \phi_{jk} + \Delta \phi T X_j + \Delta \phi R X_k = I m [A v e [\log_e [R X_{jk}(t) / S_j(t)]]], \end{aligned}$$

$$(j=1, 2, \cdots, n), \quad (k=1, 2, \cdots, n),$$

$$\text{ただし、} \phi_{jk}=0, \quad (j=k \text{ のとき}) \quad \cdots (2-12)$$

$$\log_e [A_{jk} A T X_j A R X_k] = R e [A v e [\log_e [R X_{jk}(t) / S_j(t)]]],$$

$$(j=1, 2, \cdots, n), \quad (k=1, 2, \cdots, n),$$

$$\text{ただし、} A_{jk}=1, \quad (j=k \text{ のとき}) \quad \cdots (2-13)$$

ここで式(2-12)および(2-13)のそれぞれの右辺は、各伝送系ごとに測定および計算によって求めることができ、その算出結果はすべてのメモリ21に記憶される。

そこで式(2-12)および(2-13)のそれぞれの右辺の値をY_{j k}, X_{j k}とすると、それぞれの式は、図34に関連して説明した連立一次方程式(2-6)および(2-7)となり、以後の処理は図34に関連して説明した処理と同じである。

図39は、図37および図38に示した実施の形態6および7の動作を包括的に説明するフロー図であり、図16に示した実施の形態1の動作に対応している。

また、図40は、図39のフロー図のステップS1-6gに対応する、実施の形態6の計算ルーチンを示すフロー図であり、図41は、図39のフロー図のステップS1-6gに対応する、実施の形態7の計算ルーチンを示すフロー図である。

実施の形態6では、ステップS1-6gにおいて、 $\log_e \{RX_{jk}(t) / S_j(t)\}$ の虚数部および実数部を分離した後、時間平均を行なって、位相成分 Y_{jk} 、振幅成分 X_{jk} を得ている。

より詳細に説明すると、図40のフロー図において、 Y_{jk} 、 X_{jk} を0とおき、時間Tに達するまで $\log_e \{RX_{jk}(t) / S_j(t)\}$ の虚数部および実数部の累算を行なう。そして、その累算結果をTで除算して時間平均 Y_{jk}/T 、 X_{jk}/T を算出し、位相成分 Y_{jk} 、振幅成分 X_{jk} として出力する。このステップS1-6gを除いて、実施の形態6の他の処理は図16の実施の形態1の処理と同じである。

実施の形態7では、ステップS1-6gにおいて、 $\log_e \{RX_{jk}(t) / S_j(t)\}$ の時間平均を行なった後、虚数部と実数部とを分離して位相成分 Y_{jk} と振幅成分 X_{jk} とを得ている。

より詳細に説明すると、図41のフロー図において、テンポラリーな変数 T_{mp} を0とおき、時間Tに達するまで $\log_e \{RX_{jk}(t) / S_j(t)\}$ の累算を行なう。そして、その累算結果をTで除算して時間平均 T_{mp}/T を算出し、その虚数部を位相成分 Y_{jk} として、実数部を振幅成分 X_{jk} として抽出している。このステップS1-6gを除いて、実施の形態7の他の処理は図16の実施の形態1の処理と同じである。

実施の形態8および9

次に、図42は、この発明の実施の形態8の具体的な回路構成を示すブロック図である。この図42に示す実施の形態8は、図37に示す実施の形態6と対比して、既知の信号 $S_j(t)$ による除算を、測定された受信信号 $RX_{jk}(t)$

に対してでなく、自然対数が計算されかつ虚数部および実数部に分離されて時間平均された受信信号に対して最終段階で行なう点で相違しているだけである。

次に、図43は、この発明の実施の形態9の具体的な回路構成を示すブロック図である。この図43に示す実施の形態9は、図38に示す実施の形態7と対比して、既知の信号 $S_j(t)$ による除算を、測定された受信信号 $RX_{jk}(t)$ に対してでなく、自然対数が計算され、時間平均され、かつ虚数部および実数部に分離された受信信号に対して最終段階で行なう点で相違しているだけである。

図42および図43に示した実施の形態8および9の動作もまた、図39のフロー図によって包括的に示される。また、図44は、図39のフロー図のステップS1-6gに対応する、実施の形態8の計算ルーチンを示すフロー図であり、図45は、図39のフロー図のステップS1-6gに対応する、実施の形態9の計算ルーチンを示すフロー図である。

実施の形態8では、ステップS1-6gにおいて、 $\log_e \{RX_{jk}(t)\}$ の虚数部および実数部を分離した後、時間平均を行ない、その後、メモリに入っている $\log_e \{S_j(t)\}$ の虚数部および実数部の平均値をそれぞれ減算して、位相成分 Y_{jk} 、振幅成分 X_{jk} を得ている。

より詳細に説明すると、図44のフロー図において、 Y_{jk} 、 X_{jk} を0とおき、時間Tに達するまで $\log_e \{RX_{jk}(t)\}$ の虚数部および実数部の累算を行なう。そして、その累算結果をTで除算して時間平均 Y_{jk}/T 、 X_{jk}/T を算出し、そこから、メモリ21に記憶されている $\log_e \{S_j(t)\}$ の虚数部および実数部の平均値をそれぞれ減算して、位相成分 Y_{jk} 、振幅成分 X_{jk} として出力する。このステップS1-6gを除いて、実施の形態8の他の処理は図16の実施の形態1の処理と同じである。

実施の形態9では、ステップS1-6gにおいて、 $\log_e \{RX_{jk}(t)\}$ の時間平均を行なった後、虚数部および実数部に分離し、その後、メモリに入っている $\log_e \{S_j(t)\}$ の平均値の虚数部および実数部をそれぞれ減算して、位相成分 Y_{jk} 、 X_{jk} を得ている。

より詳細に説明すると、図45のフロー図において、テンポラリーな変数 T_{mp} を0とおき、時間Tに達するまで $\log_e \{RX_{jk}(t)\}$ の累算を行なう

。そして、その累算結果を T で除算して時間平均 T_{mp}/T を算出し、そこから、メモリ21に記憶されている $\log_e \{S_j(t)\}$ の平均値の虚数部および実数部をそれぞれ減算して、位相成分 Y_{jk} および振幅成分 X_{jk} を得ている。

以上のように、これらの実施の形態6ないし9によれば、各伝送系ごとに時間平均回路を設けることにより雑音成分を含む項を消去できるので、たとえ受信信号の S/N 比が悪くても、雑音の影響による推定の誤差を抑えることができ、各伝送系の位相差および振幅変動量情報を良好に推定することが可能となる。

[第2の基本構成に時間平均回路を設ける方式]

実施の形態10

次に、図46は、この発明の実施の形態10の具体的な回路構成を示すブロック図である。この図46に示す実施の形態10は、図30に示したこの発明の第2の基本構成の実施の形態3に、時間平均回路を付加したものである。以下に、この実施の形態10のアダプティブアレイ無線基地局の動作原理について説明する。

まず、キャリブレーション時には、 j 番目($j=1, 2, \dots, n$)の伝送系のフェイズシフタ PS_j の位相回転量 θ_j が0に、アッテネータ ATT_j の振幅変動量 A_j が1(=0dB)にセットされる。そして、メモリ21からは、この j 番目の伝送系に対応する既知の信号 $S_j(t)$ が読出され、アンテナ素子 ANT_j を介して送信される。

送信された信号は、 j 番目の伝送系を除く他のすべての伝送系のアンテナ素子 ANT_k ($k=1, 2, \dots, n$ 、ただし $j \neq k$)で受信され、各伝送系の受信信号測定装置 SM_k で受信信号 $RX_{jk}(t)$ として測定される。

なお、この図46に示す実施の形態10では、各伝送系において送信回路と受信回路とが接続されるようにアンテナ共用器が切換わることはない。

j 番目の伝送系から送出され、 k 番目の伝送系で受信され測定された信号 $RX_{jk}(t)$ は、図19の第2の基本構成に関連して先に説明した式(1-13)で表わされるが、さらに信号を送信する伝送系を1番目から n 番目まで順次切換えて、その都度、送信している伝送系を除く1番目から n 番目までのすべての伝送系で受信され測定された信号 $RX_{jk}(t)$ は、先に説明した式(1-14)

で表わされる。なお、これらの式において、 $n_{jk}(t)$ は雑音を表わす。

この式(1-14)の両辺を各伝送系の乗算器 MP_j で既知の信号 $S_j(t)$ で除算し、雑音を含む項を左辺から右辺へ移行すると、図34に関して先に説明した式(2-1)となる。そして、各伝送系の時間平均回路 TA_j ($j=1, 2, \dots, n$)でこの式(2-1)に対して時間平均を行なうと、左辺は時間に対して定数であるので、先の式(2-2)となる。

ここで、雑音の性質から、 $Ave[n_{jk}(t)/S_j(t)] = 0$ なので、各伝送系の信号処理回路 SP_j で先の式(2-2)の両辺の自然対数を計算すると、下記の式(2-3)で表わされるようになる。そして、その虚数部に着目すると下記の式(2-14)が導かれ、その実数部に着目すると下記の式(2-15)が導かれる。

$$\phi_{jk} + \Delta\phi_{TXj} + \Delta\phi_{RXk} = \text{Im}[\log_e[Ave[RX_{jk}(t)/S_j(t)]]],$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、} j \neq k \quad \dots (2-14)$$

$$\log_e[A_{jk} ATX_j ARX_k] = \text{Re}[\log_e[Ave[RX_{jk}(t)/S_j(t)]]],$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、} j \neq k \quad \dots (2-15)$$

ここで、式(2-14)および(2-15)のそれぞれの右辺は、各伝送系ごとに測定および計算によって求めることができ、その算出結果は、メモリ21に記憶される。

そこで、式(2-14)および(2-15)のそれぞれの右辺の値を Y_{jk} 、 X_{jk} とすると、それぞれの式は、下記の式(2-16)および(2-17)のように表わされる。

$$Y_{jk} = \phi_{jk} + \Delta\phi_{TXj} + \Delta\phi_{RXk}, \quad (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、} j \neq k \quad \dots (2-16)$$

$$X_{jk} = \log_e[A_{jk}] + \log_e[ATX_j] + \log_e[ARX_k],$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、} j \neq k \quad \dots (2-17)$$

このように求められた位相情報のうち、 $Y_{jk} - Y_{kj} = Z_{jk}$ において式 (2-16) に代入すると、下記の連立一次方程式 (2-18) が得られる。また、得られた振幅情報のうち、 $X_{jk} - X_{kj} = V_{jk}$ において、式 (2-17) に代入すると、下記の式 (2-19) が得られる。

$$Z_{jk} = Y_{jk} - Y_{kj} = \Delta \phi_k - \Delta \phi_j,$$

$$(j=1, 2, \dots, n-1), \quad (k=j+1, j+2, \dots, n) \quad \dots (2-18)$$

$$V_{jk} = X_{jk} - X_{kj} = \Delta A_k - \Delta A_j,$$

$$(j=1, 2, \dots, n-1), \quad (k=j+1, j+2, \dots, n) \quad \dots (2-19)$$

これ以後の処理は、図 19 に関連して説明した処理と同じであり、伝送系の数 n が 3 以上であれば、メモリ 21 に記憶された値 Y_{jk} , X_{jk} を用いて、上述の連立一次方程式 (2-18) および (2-19) を解くことにより、すべての伝送系において、送信回路および受信回路を通過する信号の間の位相回転量の差 $\Delta \phi_j$ および振幅変動量の差 ΔA_j を算出することができる。

そして、このように推定された各伝送系ごとの受信回路と送信回路との間の位相差情報を当該伝送系のフェイズシフタに与え、各伝送系ごとの振幅変動量情報を当該伝送系のアッテネータに与えることにより、各伝送系ごとに受信信号と送信信号との間の伝送特性のキャリブレーションを行なうことができる。

図 47 は、図 46 に示した実施の形態 10 の動作を説明するフロー図であり、図 31 に示した実施の形態 3 の動作に対応している。図 31 のフロー図と対比して、図 47 では、ステップ S2-5f において $Ave[\cdot]$ で表わされる時間平均操作が加わっている点で異なっている。すなわち、図 47 のステップ S2-5f において、 $\log_e [Ave \{RX_{jk}(t) / S_j(t)\}]$ の虚数部および実数部を抽出することにより、位相成分の方程式 (2-18) および振幅成分の方程式 (1-19) を得ている。

ステップ S2-5f の計算ルーチンは実施の形態 5 に関連して説明した図 36

の計算のルーチンと同じなので、説明を省略する。

このステップ S 2-5 f を除く他の処理は図 3 1 のフロー図と同じであり、その説明を省略する。

以上のように、この発明の実施の形態 1 0 によれば、各伝送系ごとに、時間平均回路を設けることにより雑音成分を含む項を消去できるので、たとえ受信信号の雑音成分が多く S/N 比が悪くても、雑音の影響による推定の誤差を抑えることができ、各伝送系の位相差および振幅変動量情報を良好に推定することが可能となる。

実施の形態 1 1 および 1 2

次に、図 4 8 は、この発明の実施の形態 1 1 の具体的な回路構成を示すブロック図である。この図 4 8 に示す実施の形態 1 1 は、図 3 0 に示したこの発明の第 1 の基本構成の実施の形態 3 において、図 4 6 の実施の形態 1 0 とは異なる位置に時間平均回路を付加したものである。

すなわち、前述の式 (1-2) の両辺を既知の信号 $S_j(t)$ で除算し、実施の形態 1 0 のように時間平均を行なうことなく、自然対数を計算し、テイラー展開する。S/N 比がそれほど良くない条件では、テイラー展開の結果は先の近似式 (2-8) で表現できる。この式 (2-8) の両辺の虚数部および実数部を別々に抽出して時間平均を行なうと、左辺の雑音成分 $N_{jk}(t)$ を含む項は 0 となり、他の項は時間に対して定数であるので下記の式 (2-20) および (2-21) が得られる。

$$\phi_{jk} + \Delta\phi_{TXj} + \Delta\phi_{RXj} = \text{Ave} [\text{Im} [\log_e [RX_{jk}(t) / S_j(t)]]]$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、} j \neq k \quad \dots (2-20)$$

$$\log_e [A_{jk} \cdot A_{TXj} \cdot A_{RXk}] = \text{Ave} [\text{Re} [\log_e [RX_{jk}(t) / S_j(t)]]],$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、} j \neq k \quad \dots (2-21)$$

ここで式 (2-20) および (2-21) のそれぞれの右辺は、各伝送系ごと

に測定および計算によって求めることができ、その算出結果はすべてメモリ 21 に記憶される。

そこで式 (2-20) および (2-21) のそれぞれの右辺の値を Y_{jk} , X_{jk} とすると、それぞれの式は、図 46 に関連して説明した式 (2-16) および (2-17) となり、以後の処理は図 46 に関連して説明した処理と同じである。

次に、図 49 は、この発明の実施の形態 12 の具体的な回路構成を示すブロック図である。この図 49 に示す実施の形態 12 は、図 30 に示したこの発明の第 2 の基本構成の実施の形態 3 における信号処理回路 SP_j を、対数計算回路 LC_j と時間平均回路 TA_j と I/Q 分離回路 IQ_j とで置換えたものである。

すなわち、乗算器 MP_j により前述の式 (1-2) の両辺を既知の信号 $S_j(t)$ で除算し、対数計算回路 LC_j で両辺の自然対数を計算してテイラー展開する。 S/N 比がそれほど良くない条件では、テイラー展開の結果は前述の式 (2-8) となる。

この実施の形態 12 では、前述の実施の形態 11 のように、この段階で虚数部と実数部との分離を行なうことなく、式 (2-8) に対して時間平均回路 TA_j により時間平均操作を行なう。この場合、式 (2-8) の左辺第 1 項および第 2 項は時間に対して定数であり、雑音成分 $N_{jk}(t)$ を含む項は時間平均により 0 となるので、前述の式 (2-11) が得られる。

そして、 I/Q 分離回路 IQ_j によりこの式 (2-11) の両辺の虚数部および実数部を別々に抽出すると、下記の式 (2-22) および (2-23) が得られる。

$$\begin{aligned} \phi_{jk} + \Delta\phi_{TXj} + \Delta\phi_{RXj} &= \text{Im} [Ave [\log_e [RX_{jk}(t) / S_j(t)]]] \\ (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n), \\ \text{ただし、} j &\neq k \quad \dots (2-22) \\ \log_e [A_{jk} \quad ATX_j \quad ARX_k] &= \text{Re} [Ave [\log_e [RX_{jk}(t) / S_j(t)]]], \\ (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n), \end{aligned}$$

ただし、 $j \neq k$

… (2-23)

ここで式 (2-22) および (2-23) のそれぞれ右辺は、各伝送系ごとに測定および計算によって求めることができ、その算出結果はすべてメモリ 21 に記憶される。

そこで、式 (2-22) および (2-23) のそれぞれの右辺の値を Y_{jk} , X_{jk} とすると、それぞれの式は、図 46 に関連して説明した連立一次方程式 (2-16) および (2-17) となり、以後の処理は図 46 に関連して説明した処理と同じである。

図 50 は、図 48 および図 49 に示した実施の形態 11 および 12 の動作を包括的に説明するフロー図であり、図 31 に示した実施の形態 3 の動作に対応している。

実施の形態 12 の場合のステップ S2-5g の計算ルーチンは、実施の形態 6 に関連して先に説明した図 40 の計算ルーチンと同じなので、説明を省略する。また、実施の形態 11 の場合のステップ S2-5g の計算ルーチンは、実施の形態 7 に関連して先に説明した図 41 の計算ルーチンと同じなので、説明を省略する。

以上のように、この発明の実施の形態 11 および 12 によれば、各伝送系ごとに時間平均回路を設けることにより、たとえ受信信号の S/N 比が悪くても雑音の影響による位相差情報の推定誤差を抑えることができる。

実施の形態 13 および 14

次に、図 51 は、この発明の実施の形態 13 の具体的な回路構成を示すブロック図である。

この図 51 に示す実施の形態 13 は、図 48 に示す実施の形態 11 と対比して、既知の信号 $S_j(t)$ による除算を、測定された受信信号 $RX_{jk}(t)$ に対してでなく、自然対数が計算されかつ虚数部および実数部に分離されて時間平均された受信信号に対して最終段階で行なう点で相違しているだけである。

次に、図 52 は、この発明の実施の形態 14 の具体的な回路構成を示すブロック図である。この図 52 に示す実施の形態 14 は、図 49 に示す実施の形態 12 と対比して、既知の信号 $S_j(t)$ による除算を、測定された受信信号 RX_{jk}

(t) に対してでなく、自然対数が計算され、時間平均され、かつ虚数部および実数部に分離された受信信号に対して最終段階で行なう点で相違しているだけである。

図 5 1 および図 5 2 に示した実施の形態 1 3 および 1 4 の動作もまた、図 5 0 のフロー図によって包括的に示される。

実施の形態 1 3 の場合のステップ S 2-5 g の計算ルーチンは、実施の形態 8 に関連して先に説明した図 4 4 の計算ルーチンと同じなので説明は省略する。

実施の形態 1 4 の場合のステップ S 2-5 g の計算ルーチンは、実施の形態 9 に関連して先に説明した図 4 5 の計算ルーチンと同じなので説明を省略する。

以上のように、この発明の実施の形態 1 3 および 1 4 によれば、各伝送系ごとに時間平均回路を設けることにより、たとえ受信信号の S/N 比が悪くても、雑音の影響による位相差および振幅変動量情報の推定誤差を抑えることができる。

[第 1 の基本構成に相関回路を設ける方式]

実施の形態 1 5

次に、図 5 3 は、この発明の実施の形態 1 5 の具体的な回路構成を示すブロック図である。この図 5 3 に示す実施の形態 1 5 は、図 1 5 に示したこの発明の第 1 の基本構成の実施の形態 1 の各伝送系の乗算器 MP_j を相関器 CR 、($j = 1, 2, \dots, n$) で置換えたものである。以下に、この実施の形態 1 5 のアダプティブアレイ無線基地局の動作原理について説明する。

まず、キャリブレーション時には、 j 番目 ($j = 1, 2, \dots, n$) の伝送系のフェイズシフタ PS_j の位相回転量 θ_j が 0 に、アッテネータ ATT_j の振幅変動量 A_j が 1 ($= 0 \text{ dB}$) にセットされる。そして、メモリ 2 1 からは、この j 番目の伝送系に対応する既知の信号 $S_j(t)$ が読出され、アンテナ素子 ANT_j を介して送信される。

送信された信号は、 j 番目の伝送系を除く他のすべての伝送系のアンテナ素子 ANT_k ($k = 1, 2, \dots, n$ 、ただし $j \neq k$) で受信され、各伝送系の受信信号測定装置 SM_k で受信信号 $R_{jk}(t)$ として測定される。

なお、 j 番目の伝送系のアンテナ共用器 SW_j が送信回路 TX_j を同じ伝送系の受信回路 RX_j に接続するように切換わることにより、送信回路 TX_j からの

送信信号が当該伝送系自身の受信回路SM_jで受信信号RX_{j j}(t)として測定される。

信号を送信する伝送系を1番目からn番目まで順次切替えて、その都度、1番目からn番目までのすべての伝送系で受信された測定された信号RX_{j k}(t)は、下記の式(3-1)で表わされる。

$$RX_{jk}(t) = A_{jk} \cdot ATX_j \cdot ARX_k \cdot \exp \{ i (\phi_{jk} + \Delta\phi_{TXj} + \Delta\phi_{RXk}) \} S_j(t) + I_{jk}(t) + n_{jk}(t),$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

ただし、 $A_{jk}=1, \phi_{jk}=0, (j=k \text{ のとき}) \dots (3-1)$

なお、この式において、 $I_{jk}(t)$ は、受信信号に含まれるすべての干渉信号の合成信号を表わしている。ここで干渉信号とは、従来の技術で説明したような他のユーザからの電波信号等を含んでいる。

次に、受信信号RX_{j k}(t)と、対応する伝送系の既知の信号S_j(t)との相互相関値CS_{j k}を計算する。相互相関値は、時間tの関数である2つの信号を共通の時間軸上で互いに乗算した結果を加算し、その時間平均を求めたものであり、次の式(3-2)のように表わされる。そして、この式(3-2)を計算すると式(3-3)となる。

$$CS_{jk} = \langle RX_{jk}(t) \cdot S_j(t) \rangle \dots (3-2)$$

$$CS_{jk} = A_{jk} \cdot ATX_j \cdot ARX_k \cdot \exp \{ i (\phi_{jk} + \Delta\phi_{TXj} + \Delta\phi_{RXk}) \} \cdot \langle S_j(t) \cdot S_j(t) \rangle + \langle I_{jk}(t) \cdot S_j(t) \rangle + \langle n_{jk}(t) \cdot S_j(t) \rangle,$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

ただし、 $A_{jk}=1, \phi_{jk}=0, (j=k \text{ のとき}) \dots (3-3)$

上述の相関処理の性質上、送信信号と干渉信号との間、および送信信号と雑音成分との間には、相関がない。このため、既知の信号S_j(t)、干渉信号I_{j k}(t)、および雑音成分N_{j k}(t)の間には、次の式(3-4)、(3-5)および(3-6)が成立する。

$$\langle S_j(t) \cdot S_j(t) \rangle = 1 \quad \dots (3-4)$$

$$\langle I_{jk}(t) \cdot S_j(t) \rangle = 0 \quad \dots (3-5)$$

$$\langle n_{jk}(t) \cdot S_j(t) \rangle = 0 \quad \dots (3-6)$$

したがって、これらの式(3-4)、(3-5)および(3-6)を、上述の式(3-3)に代入すると、下記の式(3-7)で表わされるようになり、その自然対数を計算すると式(3-8)のように表わされる。

$$CS_{jk} = A_{jk} \cdot ATX_j \cdot ARX_k \cdot \exp \{ i(\phi_{jk} + \Delta\phi TX_j + \Delta\phi RX_k) \},$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、} A_{jk}=1, \phi_{jk}=0, (j=k \text{ のとき}) \quad \dots (3-7)$$

$$\log_e [A_{jk} \cdot ATX_j \cdot ARX_k] + i(\phi_{jk} + \Delta\phi TX_j + \Delta\phi RX_k) = \log_e [CS_{jk}] \quad \dots (3-8)$$

この式(3-8)の虚数部に着目すると式(3-9)が導かれ、実数部に着目すると式(3-10)が導かれる。

$$\phi_{jk} + \Delta\phi TX_j + \Delta\phi RX_k = \text{Im} [\log_e [CS_{jk}]]$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、} \phi_{jk}=0, (j=k \text{ のとき}) \quad \dots (3-9)$$

$$\log_e [A_{jk} \cdot ATX_j \cdot ARX_k] = \text{Re} [\log_e [CS_{jk}]],$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、} A_{jk}=1, (j=k \text{ のとき}) \quad \dots (3-10)$$

ここで、式(3-9)および(3-10)のそれぞれの右辺は各伝送系ごとに測定および計算によって求めることができ、その結果はメモリ21に記憶される。

そこで、式(3-9)および(3-10)のそれぞれの右辺の値を Y_{jk} 、 X_{jk} とすると、それぞれの式は、下記の式(3-11)および(3-12)のように表わされる。

$$Y_{jk} = \phi_{jk} + \Delta\phi TX_j + \Delta\phi RX_k,$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\begin{aligned} & \text{ただし、} \phi_{jk} = 0, \quad (j = k \text{ のとき}) \quad \dots (3-11) \\ & X_{jk} = \log_e [A_{jk}] + \log_e [ATX_j] + \log_e [ARX_k], \\ & \quad (j = 1, 2, \dots, n), \quad (k = 1, 2, \dots, n), \\ & \text{ただし、} A_{jk} = 1, \quad (j = k \text{ のとき}) \quad \dots (3-12) \end{aligned}$$

これ以後の処理は、図6に関連して説明した処理と同じであり、伝送系の数 n が3以上であれば、メモリ21に記憶された値 Y_{jk} , X_{jk} を用いて、上述の連立方程式(3-11)および(3-12)を解くことにより、すべての伝送系において、送信回路 TX_j を通過することによって生じる信号の位相回転量 $\Delta \phi_{TX_j}$ および振幅変動量 ATX_j と、受信回路 RX_j を通過することによって生じる信号の位相回転量 $\Delta \phi_{RX_j}$ および振幅変動量 ARX_j とを算出することができる。

そして、このように推定された各伝送系ごとの受信回路と送信回路との間の位相差情報を当該伝送系のフェイズシフタに与え、各伝送系ごとの振幅変動量情報を当該伝送系のアッテネータに与えることにより、各伝送系ごとに受信信号と送信信号との間の伝送特性のキャリブレーションを行なうことができる。

図54は、図16の実施の形態1のフロー図のステップS1-6dに対応する、実施の形態15の Y_{jk} , X_{jk} の計算ルーチンを示すフロー図である。図54のフロー図において、テンポラリーな変数 Tmp を0とおき、時間 T に達するまで $RX_{jk}(t) \cdot S_j(t)$ の累算を行なう。そして、この累算結果を T で除算して時間平均 Tmp/T を算出し、その自然対数を計算して虚数部 Y_{jk} 、実数部 X_{jk} を抽出している。

この計算ルーチンを除く他の処理は図16の実施の形態1のフロー図と同じであり、その説明を省略する。

以上のように、この発明の実施の形態15によれば、各伝送系ごとに相関回路を設けて受信信号 $RX_{jk}(t)$ と既知の信号 $S_j(t)$ との相関処理を行なうことにより、雑音成分 $N_{jk}(t)$ および干渉信号 $I_{jk}(t)$ が消失している。したがって、受信信号の S/N 比が悪い場合、または受信信号に干渉信号が混入した場合、またはその双方の場合において、雑音成分、または干渉信号、またはその双方の影響による推定誤差を抑えることができ、各伝送系ごとの位相差お

よび振幅変動量情報を良好に推定することができる。

[第2の基本構成に相関回路を設ける方式]

実施の形態16

次に、図55は、この発明の実施の形態16の具体的な回路構成を示すブロック図である。この図55に示す実施の形態16は、図30に示したこの発明の第2の基本構成の実施の形態3の各伝送系の乗算器 MP_j を相関器 CR_j ($j=1, 2, \dots, n$)で置換えたものである。以下に、この実施の形態16のアダプティブアレイ無線基地局の動作原理について説明する。

まず、キャリブレーション時には、 j 番目 ($j=1, 2, \dots, n$) の伝送系のフェイズシフト PS_j の位相回転量 θ_j が0に、アッテネータ ATT_j の振幅変動量 A_j が1 (=0 dB) にセットされる。そして、メモリ21からは、この j 番目の伝送系に対応する既知の信号 $S_j(t)$ が読出され、アンテナ素子 ANT_j を介して送信される。

送信された信号は、 j 番目の伝送系を除く他のすべての伝送系のアンテナ素子 ANT_k ($k=1, 2, \dots, n$ 、ただし $j \neq k$) で受信され、各伝送系の受信信号測定器装置 SM_k で受信信号 $RX_{jk}(t)$ として測定される。

なお、図55に示す実施の形態16では、各伝送系において送信回路と受信回路とが接続されるようにアンテナ共用器が切換わることはない。

信号を送信する伝送系を1番目から n 番目まで順次切換えて、その都度、送信している伝送系を除く1番目から n 番目までのすべての伝送系で受信された測定された信号 $RX_{jk}(t)$ は、下記の式(3-13)で表わされる。

$$RX_{jk}(t) = A_{jk} \cdot ATX_j \cdot ARX_k \cdot \exp \{ i (\phi_{jk} + \Delta\phi_{TX_j} + \Delta\phi_{RX_k}) \} S_j(t) + I_{jk}(t) + n_{jk}(t) \\ (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n)$$

ただし、 $j \neq k$ … (3-13)

次に、受信信号 $RX_{jk}(t)$ と、対応する伝送系の既知の信号 $S_j(t)$ との相互相関値 CS_{jk} を計算すると、式(3-14)となる。

$$CS_{jk} = A_{jk} \cdot ATX_j \cdot ARX_k \cdot \exp \{ i (\phi_{jk} + \Delta\phi_{TX_j} + \Delta\phi_{RX_k}) \}$$

$$\langle S_j(t) \cdot S_j(t) \rangle + \langle I_{jk}(t) \cdot S_j(t) \rangle + \langle n_{jk}(t) \cdot S_j(t) \rangle$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n)$$

$$\text{ただし、} j \neq k \quad \dots (3-14)$$

前述の式(3-4)、(3-5)および(3-6)を、上述の式(3-14)に代入すると、下記の式(3-15)で表わされるようになり、その自然対数を計算すると式(3-16)のように表わされる。

$$CS_{jk} = A_{jk} \cdot ATX_j \cdot ARX_k \cdot \exp \{ i (\phi_{jk} + \Delta \phi TX_j + \Delta \phi RX_k) \}$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n)$$

$$\text{ただし、} j \neq k \quad \dots (3-15)$$

$$\log_e [A_{jk} \cdot ATX_j \cdot ARX_k] + j (\phi_{jk} + \Delta \phi TX_j + \Delta \phi RX_k) = \log_e [CS_{jk}]$$

$$\dots (3-16)$$

この式(3-16)の虚数部に着目すると式(3-17)が導かれ、実数部に着目すると式(3-18)が導かれる。

$$\phi_{jk} + \Delta \phi TX_j + \Delta \phi RX_k = \text{Im} [\log_e [CS_{jk}]]$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n)$$

$$\text{ただし、} j \neq k \quad \dots (3-17)$$

$$\log_e [A_{jk} \cdot ATX_j \cdot ARX_k] = \text{Re} [\log_e [CS_{jk}]]$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n)$$

$$\text{ただし、} j \neq k \quad \dots (3-18)$$

ここで、式(3-17)および(3-18)のそれぞれの右辺は各伝送系ごとに測定および計算によって求めることができ、その結果はメモリ21に記憶される。

そこで、式(3-17)および(3-18)のそれぞれの右辺の値を Y_{jk} 、 X_{jk} とすると、それぞれの式は、下記の式(3-19)および(3-20)のように表わされる。

$$Y_{jk} = \phi_{jk} + \Delta \phi TX_j + \Delta \phi RX_k,$$

$$\begin{aligned}
 & (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n), \\
 & \text{ただし, } j \neq k \quad \dots (3-19) \\
 & X_{jk} = \log_e [A_{jk}] + \log_e [ATX_j] + \log_e [ARX_k], \\
 & (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),
 \end{aligned}$$

$$\text{ただし, } j \neq k \quad \dots (3-20)$$

このようにして求められた位相情報のうち、 $Y_{jk} - Y_{kj} = Z_{jk}$ とにおいて式(3-19)に代入すると下記の連立一次方程式(3-21)が得られ、また得られた振幅情報のうち $X_{jk} - X_{kj} = V_{jk}$ とにおいて、式(3-20)に代入すると下記の連立一次方程式(3-22)が得られる。

$$\begin{aligned}
 Z_{jk} &= Y_{jk} - Y_{kj} = \Delta \phi_k - \Delta \phi_j \\
 & (j=1, 2, \dots, n-1), \quad (k=j+1, j+2, \dots, n) \\
 & \dots (3-21)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{jk} &= X_{jk} - X_{kj} = \Delta A_k - \Delta A_j, \\
 & (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=j+1, j+2, \dots, n) \\
 & \dots (3-22)
 \end{aligned}$$

これ以後の処理は、図19に関連して説明した処理と同じであり、伝送系の数 n が3以上であれば、メモリ21に記憶された Y_{jk} 、 X_{jk} を用いて上述の連立一次方程式(3-21)および(3-22)を解くことにより、すべての伝送系において、送信回路および受信回路を通過する信号の間の位相回転量の差および振幅変動量の差を算出することができる。

そして、このように推定された各伝送系ごとの受信信号と送信信号との間の位相差情報を当該伝送系のフェイズシフタに与え、各伝送系ごとの振幅変動量情報を当該伝送系のアッテネータに与えることにより、各伝送系ごとに受信信号と送信信号との間の伝送特性のキャリブレーションを行なうことができる。

なお、実施の形態16の Y_{jk} 、 X_{jk} の計算ルーチンは、図54に示した実施の形態15の計算ルーチンと同じなので、その図示および説明は省略する。

この計算ルーチンを除く他の処理は図31の実施の形態3のフロー図と同じであり、その説明を省略する。

以上のように、この発明の実施の形態16によれば、各伝送系ごとに相関回路

を設けて受信信号 $RX_{jk}(t)$ と既知の信号 $S_j(t)$ との相関処理を行なうことにより、雑音成分 $N_{jk}(t)$ および干渉信号 $I_{jk}(t)$ が消失している。したがって、受信信号の S/N 比が悪い場合、または受信信号に干渉信号が混入した場合、またはその双方の場合において、雑音成分、または干渉信号、またはその双方の影響による推定誤差を抑えることができ、各伝送系ごとの位相差および振幅変動量情報を良好に推定することができる。

【信号を同時に送信する方式】

実施の形態 17

なお、図 55 の実施の形態 16 では、信号を伝送する送信系を 1 番目から n 番目まで順次切換えて、その都度、送信している伝送系を除く 1 番目から n 番目までのすべての伝送系で受信された信号を測定し、上述の処理を行なっている。

しかしながら、以下に説明するように、この実施の形態 17 では、図 55 に示した構成において、すべての伝送系から同時に信号を送信し、かつすべての伝送系で同時に信号を受信することにより、キャリブレーションに要する時間を短縮している。

まず、キャリブレーション時には、図 55 に示した構成において、すべての伝送系のフェイズシフタ PS_j の位相回転量 θ_j が 0 に、アッテネータ ATT_j の振幅変動量 A_j が 1 ($=0\text{ dB}$) にセットされる。そして、メモリ 21 からは、すべての伝送系に対応する既知の信号 $S_j(t)$ が読出され、すべてのアンテナ素子 ANT_j を介して同時に送信される。

各伝送系から送信された信号は、当該伝送系を除く他のすべての伝送系のアンテナ素子 ANT_k ($k=1, 2, \dots, n$ 、ただし $j \neq k$) で受信される。

したがって、 k 番目の伝送系の受信信号測定装置 SM_k で他のすべての伝送系から同時に受信され測定される信号 $RX_k(t)$ は下記の式 (4-1) で表わされる。

$$RX_k(t) = A_{1k} \cdot ATX_1 \cdot ARX_k \cdot \exp \{ i (\phi_{1k} + \Delta\phi_{TX1} + \Delta\phi_{RXk}) \} S_1(t) \\ + A_{2k} \cdot ATX_2 \cdot ARX_k \cdot \exp \{ i (\phi_{2k} + \Delta\phi_{TX2} + \Delta\phi_{RXk}) \} S_2(t) + \dots$$

$$\begin{aligned}
& +A_{jk} \text{ ATX}_j \text{ ARX}_k \exp \{i(\phi_{jk} + \Delta\phi \text{ TX}_j + \Delta\phi \text{ RX}_k)\} S_j(t) + \dots \\
& +A_{k-1,k} \text{ ATX}_{k-1} \text{ ARX}_k \exp \{i(\phi_{k-1,k} + \Delta\phi \text{ TX}_{k-1} + \Delta\phi \text{ RX}_k)\} S_{k-1}(t) \\
& +A_{k+1,k} \text{ ATX}_{k+1} \text{ ARX}_k \exp \{i(\phi_{k+1,k} + \Delta\phi \text{ TX}_{k+1} + \Delta\phi \text{ RX}_k)\} S_{k+1}(t) + \dots \\
& +A_{nk} \text{ ATX}_n \text{ ARX}_k \exp \{i(\phi_{nk} + \Delta\phi \text{ TX}_n + \Delta\phi \text{ RX}_k)\} S_n(t) + n_k(t), \quad (k=1, 2, \dots, n)
\end{aligned}$$

... (4-1)

次に、受信信号 $RX_k(t)$ と、既知の信号 $S_j(t)$ との相互相関値 CS_{jk} を

計算する。この相互相関値は、次の式 (4-2) のように表わされる。

但し、 $S_j(t)$, ($j=1, 2, \dots, n$) はすべて互いに異なる信号系列であり、その相互相関値は次の式 (4-3) を満たす。

$$CS_{jk} = \langle RX_k(t) \cdot S_j(t) \rangle \quad \dots (4-2)$$

$$\langle S_j(t) \cdot S_k(t) \rangle \approx 0,$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n),$$

$$\text{ただし、} k \neq j \quad \dots (4-3)$$

また、前述の実施の形態 15 の式 (3-6) で示したように、送信信号と雑音との間の相互相関値は 0 であり、式 (3-4) に示したように送信信号の自己相関値は 1 である。

したがって、式 (4-1) の $RX_k(t)$ と $S_j(t)$ との相互相関値を計算すると、式 (4-2) は下記の式 (4-4) のように表わされ、この $RX_k(t)$ と $S_j(t)$ との相互相関処理を、すべての既知の送信信号 $S_j(t)$, ($j=1, 2, \dots, n$ 、ただし $j \neq k$) およびすべての受信信号 $RX_k(t)$, ($k=1, 2, \dots, n$) に対して行なうと、得られる相互相関値は実施の形態 17 の式 (3-15) で表わされる値となる。

$$CS_k = \langle RX_k(t) \cdot S_j(t) \rangle = A_{jk} \text{ ATX}_j \text{ ARX}_k \exp \{i(\phi_{jk} + \Delta\phi \text{ TX}_j + \Delta\phi \text{ RX}_k)\},$$

… (4-4)

この式 (3-15) の自然対数を計算すると、前述の実施の形態 16 の式 (3-16) のように表わされ、その虚数部に着目すると前述の式 (3-19) が導かれ、実数部に着目すると式 (3-20) が導かれる。以後の処理は、実施の形態 16 の処理と同じなので説明を省略する。

次に、図 56 は、上述の実施の形態 17 の動作の前半を説明するフロー図であり、図 57 は、図 56 のフロー図のステップ S3-2 に対応する、実施の形態 17 の計算ルーチンを示すフロー図である。

図 56 のフロー図は、ステップ S3-1 において、すべての伝送系から既知の信号 $S_j(t)$ が同時に送信され、ステップ S3-2 において、すべての伝送系で受信信号の測定が同時に行なわれる点で、先行するいずれの実施の形態とも相違している。

図 57 のフロー図において、送信信号 $S_j(t)$ 毎に、テンポラリーな変数 T_{mp} を 0 として、時間 T に達するまで $R X_k(t) \cdot S_j(t)$ の累算を行なう。そして、この累算結果を T で除算して時間平均 T_{mp}/T を算出し、その自然対数を計算して、虚数部 Y_{jk} 、実数部 X_{jk} を抽出している。

この演算をすべての送信信号 $S_j(t)$ に対して行なうことにより、すべての伝送系からの送信信号 $S_j(t)$ とすべての伝送系で受信された信号 $R X_k(t)$ との相互相関処理が行なわれることになる。

以後の処理は図 21 のフロー図と同じであるので、説明を省略する。

なお、図 56 の実施の形態 17 と同じステップ S3-1 および S3-2 により、すべての伝送系からの送信信号 $S_j(t)$ とすべての伝送系で受信された信号 $R X_k(t)$ との相互相関処理を行ない、得られた Y_{jk} の連立一次方程式 (3-19) および Y_{jk} の連立一次方程式 (3-20) を直接解くことにより、各伝送系の受信回路の位相回転量および振幅変動量を求めるように構成してもよい。

以上のように、この実施の形態 17 では、キャリブレーション時に既知の信号 $S_j(t)$ の同時送受信を行なっているため、送信する伝送系を順次切り換えていた先行する各実施の形態と比べても、キャリブレーションに要する時間を短縮

することができる。

[位相・振幅オフセット方式]

実施の形態 18

なお、図 19 に示したこの発明の第 2 の基本構成のアダプティブアレイ無線基地局では、最終的に前述の連立一次方程式 (1-30) および (1-32) を解くことにより、すべての伝送系の受信回路および送信回路を通過する信号の位相回転量の差 $\Delta \phi_j$ および振幅変動量の差 ΔA_j を求めている。

ここで、すべての伝送系において送受信回路の位相回転量の差 $\Delta \phi_j$, ($j = 1, 2, \dots, n$) が同じ値であった場合には下記の式 (5-1) が成り立ち、すべての伝送系において送受信回路の振幅変動量の差 ΔA_j , ($j = 1, 2, \dots, n$) が同じ値であった場合には、下記の式 (5-2) が成り立つ。

$$\Delta \phi_1 = \Delta \phi_2 = \dots = \Delta \phi_n \quad \dots (5-1)$$

$$\Delta A_1 = \Delta A_2 = \dots = \Delta A_n \quad \dots (5-2)$$

これらの場合、各送信回路および受信回路において現実に位相回転量の差または振幅変動量の差が生じていても、前述の式 (1-30) および (1-32) から導出される連立方程式はすべて縦続関係になってしまい、解が不定となる。したがって、正確な位相回転量の差および振幅変動量の差を推定することができない場合が生じ得る。

以下に説明する実施の形態 18 は、このような点を改善したものであり、キャリブレーションを行なう前に、各伝送系の、フェイズシフタの位相回転量、またはアッテネータの振幅変動量、またはその両方を、それぞれ予めある値に設定しておくことにより、送受信回路間の位相回転量の差および／または振幅変動量の差が、伝送系の間でほぼ同じ値になることを回避し、各伝送系の位相回転量の差および振幅変動量の差の推定の精度を向上させたものである。

この発明の実施の形態 18 によれば、図 19 に示したこの発明の第 2 の基本構成によるアダプティブアレイ無線基地局において、キャリブレーション時に、予め、 j 番目の伝送系のフェイズシフタ PS_j の位相回転量が θ_j に、アッテネータ ATT_j の振幅変動量が A_j にセットされる。但し、伝送系の間では、それぞれのフェイズシフタの位相回転量は $\theta_j \neq \theta_k$ となるように、そしてそれぞれの

アッテネータの振幅変動量は $A_j \neq A_k$ となるように設定されるものとする。

メモリ21から、このj番目の伝送系に対応する既知の信号 $S_j(t)$ が読出され、送信回路を介して出力される。そして、送信された信号は、j番目の伝送系を除く他のすべての伝送系の各々の受信回路で受信され、受信信号測定装置 SM_k で受信信号 $RX_{jk}(t)$ として受信される。信号を送信する伝送系を1番目からn番目まで順次切換えて、その都度送信している伝送系を除くすべての伝送系で受信され測定された信号 $RX_{jk}(t)$ は、下記の式(5-3)で表わされる。

$$RX_{jk}(t) = A_{jk} A_j A_{TXj} A_{RXk} \exp \{ i(\phi_{jk} + \theta_j + \Delta\phi_{TXj} + \Delta\phi_{RXk}) \} S_j(t) + n_{jk}(t) \\ (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n) \\ \text{ただし、} j \neq k \quad \dots (5-3)$$

次に、上記の式(5-3)の両辺を、送信時における既知の信号 $S_j(t)$ で割り、さらに両辺の自然対数を計算してテイラー展開すると、 S/N 比が十分よければ、下記の式(5-4)が得られる。そして、この式(5-4)の虚数部に注目すると下記の式(5-5)が導かれ、実数部に注目すると下記の式(5-6)が導かれる。

$$\log_e [A_{jk} A_j A_{TXj} A_{RXk}] + i(\phi_{jk} + \phi_j + \Delta\phi_{TXj} + \Delta\phi_{RXk}) = \log_e [RX_{jk}(t) / S_j(t)] \\ \dots (5-4)$$

$$\phi_{jk} + \phi_j + \Delta\phi_{TXj} + \Delta\phi_{RXk} = \text{Im} [\log_e [RX_{jk}(t) / S_j(t)]] \\ (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n) \\ \text{ただし、} j \neq k \quad \dots (5-5)$$

$$\log_e [A_{jk} A_j A_{TXj} A_{RXk}] = \text{Re} [\log_e [RX_{jk}(t) / S_j(t)]] \\ (j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n) \\ \text{ただし、} j \neq k \quad \dots (5-6)$$

ここで、式(5-5)および(5-6)のそれぞれの右辺の値は計算によって

求めることができる。そこで、式(5-5)および(5-6)のそれぞれの右辺の計算によって求められた値を Y_{jk} 、 X_{jk} とすると、それぞれの式は、下記の式(5-7)および(5-8)のように表わされる。

$$Y_{jk} = \phi_{jk} + \theta_j + \Delta\phi_{TXj} + \Delta\phi_{RXk},$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n)$$

$$\text{ただし、} j \neq k \quad \dots (5-7)$$

$$X_{jk} = \log_e [A_{jk}] + \log_e [A_j] + \log_e [ATX_j] + \log_e [ARX_k],$$

$$(j=1, 2, \dots, n), \quad (k=1, 2, \dots, n)$$

$$\text{ただし、} j \neq k \quad \dots (5-8)$$

ここで、上述のように予め設定された初期オフセット値を考慮して、各伝送系の送受信回路間の位相回転量の差 $\Delta\phi_j$ および振幅変動量の差 ΔA_j を下記の式(5-10)および(5-11)のように定義する。

$$\Delta\phi_j = \Delta\phi_{RXj} - \{\Delta\phi_{TXj} + \phi_j\}, \quad (j=1, 2, \dots, n)$$

$$\dots (5-10)$$

$$\Delta A_j = \log_e [ARX_j] - \{\log_e [ATX_j] + \log_e [A_j]\}$$

$$, \quad (j=1, 2, \dots, n) \quad \dots (5-11)$$

次に、 $Y_{jk} - Y_{kj} = Z_{jk}$ において式(5-7)に代入すると下記の式(5-12)が得られ、 $X_{jk} - X_{kj} = V_{jk}$ において式(5-8)に代入すると下記の式(5-13)が得られる。

$$Z_{jk} = Y_{jk} - Y_{kj} = \Delta\phi_k - \Delta\phi_j,$$

$$(j=1, 2, \dots, n-1), \quad (k=j+1, j+2, \dots, n)$$

$$\dots (5-12)$$

$$V_{jk} = X_{jk} - X_{kj} = \Delta A_k - \Delta A_j,$$

$$(j=1, 2, \dots, n-1), \quad (k=j+1, j+2, \dots, n)$$

$$\dots (5-13)$$

以後の動作は、図19を参照して説明したこの発明の第2の基本構成の動作と同じであり、これらの連立一次方程式(5-12)および(5-13)を解けば、各伝送系における送受信回路間の位相回転量の差および振幅変動量の差を算出

することができる。

次に、図58および図59は、上述のような実施の形態18の動作をマイクロコンピュータを用いてソフトウェア的に実現する際のフロー図である。図58および図59に示したフロー図は、以下の点を除いて図20および図21に示したこの発明の第2の基本構成の動作と同じである。

すなわち、ステップS2-2hにおいて、当該伝送系のフェイズシフタ PS_j の位相回転量が、0ではなく既知の値 θ_j に、アッテネータ ATT_j の振幅変動量が、1ではなく既知の値 A_j にセットされる。

そして、最後のステップS2-18hにおいて、キャリブレーションのための各伝送系のフェイズシフタの位相回転量およびアッテネータの振幅変動量を設定する際に、上述の既知の値 θ_j および A_j がそれぞれ考慮されている。

その他の動作については、図20および図21のフロー図に関する説明を援用して、ここではその説明を省略する。

次に、図60および図61は、上述の図58および図59に示した実施の形態18の変形例を示すフロー図である。この変形例においては、上述の実施の形態18と同様に、まず各伝送系のフェイズシフタの位相回転量を θ_j に、アッテネータの振幅変動量を A_j に設定した後、既知の信号 $S_j(t)$ を送信しており、その後も実施の形態18と全く同じ演算処理により、 Z_{jk} と V_{jk} とが算出されている。

但し、この図61のフロー図では、算出された Z_{jk} 、 V_{jk} の絶対値が十分な大きさを有しているか否かが判定される。すなわち、ステップS2-19で、算出された Z_{jk} の絶対値が Z の最小値である MZ と比較され、 $|Z_{jk}|$ が MZ より小さければ、ステップS2-20でさらに MZ がそのときの $|Z_{jk}|$ で置換えられる。同様に、ステップS2-21で、算出された V_{jk} の絶対値が V の最小値である MV と比較され、 $|V_{jk}|$ が MV より小さければ、ステップS2-22でさらに MV がそのときの $|V_{jk}|$ で置換えられる。

次に、ステップS2-23において最終的に得られた MZ 、 MV がそれぞれ所定の基準値 CZ 、 CV よりも小さいことが判定されると、フェイズシフタの位相回転量およびアッテネータの振幅変動量の初期設定値である θ_j 、 A_j が十分に

はなかったとして、ステップS 2-2 4において、位相回転量 θ_j および振幅変動量 A_j がそれぞれ適当な値に変更された後、 Z_{jk} 、 V_{jk} の算出が再度行なわれる。その結果、得られたMZ、MVがそれぞれCZ、CVよりも大きいことが判定されれば、以後は図5 9の実施の形態1 8と同じ処理が行なわれる。

[方程式選択方式]

実施の形態1 9

これまでに説明した実施の形態のいずれにおいても、最終的には位相回転量に関する連立一次方程式および振幅変動量に関する連立一次方程式を解くことにより、位相回転量、振幅変動量、位相回転量差および振幅変動量差を算出している。

ところで、いずれの実施の形態においても、アンテナ素子数が3本の場合、未知の変数の数と各連立一次方程式を構成する独立の方程式の数とが共に3個であり、等しい。したがってこの場合には3個の方程式のすべてが連立一次方程式を解くのに用いられる。しかしながら、アンテナ素子数が4本以上になると、独立の方程式の数が未知の変数の数を上回ることになる。

この発明の実施の形態1 9では、アンテナ素子数が4本以上の場合、測定された受信信号と送信した信号とに基づいて計算された連立一次方程式を構成するすべての独立の方程式のうち、より高い精度で導出された方程式を必要数、すなわち未知の変数の個数と同数だけ選択して、連立一次方程式を解くように構成している。

この発明の実施の形態1 9では、この方程式の選択は、測定や計算によって得られた値である $|X_{jk}|$ 、 $|Y_{jk}|$ 、 $|V_{jk}|$ 、または $|Z_{jk}|$ が大きな値をとる方程式から順に選択されることになる。

図6 2は、この実施の形態1 9の動作を説明するフロー図であり、以下の点を除いて、図2 1に示したこの発明の第2の基本構成の後半の動作と同じである。すなわち、ステップS 2-2 5ですべての Z_{jk} の絶対値を計算して値の大きい順にソートし、かつステップS 2-2 6ですべての V_{jk} の絶対値を計算して値の大きい順にソートする。そして、 $|Z_{jk}|$ の値の大きい順に、未知の変数の個数に相当する n 個の方程式を選択して位相回転量差に関する連立一次方程式を

構成して解を計算し、また $|V_{jk}|$ の値の大きい順に、 n 個の方程式を選択して振幅変動量差に関する連立一次方程式を構成して解を計算する。その他の動作については、図20および図21のフロー図に関する説明を援用して、ここではその説明を省略する。

以上のように、この実施の形態19では、高い精度で導出された方程式を選び出して連立一次方程式を構成しているので、位相回転量および振幅変動量に関する精度の高い推定結果を得ることができる。

[余剰方程式利用方式]

実施の形態20

なお、上述のように、アンテナ素子数が4本以上の場合、各連立一次方程式を構成する複数の独立の方程式のうち、解を得るために用いられない方程式が出てくる。この発明の実施の形態20では、このように解を得るために用いられた方程式以外の方程式を、位相回転量および振幅変動量に関する情報の推定結果の検証に用いるものである。たとえば、アンテナ素子数が4本で、送受信回路の位相回転量差を求める場合の連立方程式は、下記の独立の方程式(6-1)～(6-6)から構成されることになる。

$$\begin{aligned} Z_{12} &= \Delta\phi_2 - \Delta\phi_1 & \dots (6-1) \\ Z_{13} &= \Delta\phi_3 - \Delta\phi_1 & \dots (6-2) \\ Z_{14} &= \Delta\phi_4 - \Delta\phi_1 & \dots (6-3) \\ Z_{23} &= \Delta\phi_3 - \Delta\phi_2 & \dots (6-4) \\ Z_{24} &= \Delta\phi_4 - \Delta\phi_2 & \dots (6-5) \\ Z_{34} &= \Delta\phi_4 - \Delta\phi_3 & \dots (6-6) \end{aligned}$$

ここで、たとえば上述の6つの独立の方程式のうち、式(6-1)、(6-2)、(6-5)、(6-6)を用いて4個の未知の変数 $\Delta\phi_1 \sim \Delta\phi_4$ を算出するものとし、実際に計算された値を $\text{tmp} \Delta\phi_j$ 、($j=1, 2, 3, 4$) とする。この実施の形態20では、これらの値 $\text{tmp} \Delta\phi_j$ を、解を算出するのに用いられなかった式(6-3)、(6-4)に導入し、誤差 e_1 、($1=1, 2, \dots$) を計算する。この場合未使用の2つの方程式を用いて2つの誤差 e_1, e_2 が下記の式(6-7)および(6-8)のように算出される。

$$e_1 = Z_{14} - (t_{mp} \Delta \phi_4 - t_{mp} \Delta \phi_1) \quad \dots (6-7)$$

$$e_2 = Z_{23} - (t_{mp} \Delta \phi_3 - t_{mp} \Delta \phi_2) \quad \dots (6-8)$$

そして、これらの誤差 e_1 , e_2 がそれぞれ所定の基準値よりも小さければ、上述の推定結果 $t_{mp} \Delta \phi_j$, ($j=1, 2, 3, 4$) は正しいものとみなし、出力されることになる。一方、誤差 e_1 , e_2 が所定の基準値よりも大きければ、上述の4つの式を用いた推定結果は正しくないとみなし、誤差 e_1 , e_2 が所定の基準値よりも小さくなるまで、測定をやり直すなどして、推定処理を続行する。

図63および図64は、この実施の形態20の動作を示すフロー図であり、以下の点を除いて図62に示したこの発明の実施の形態19の動作と同じである。

すなわち、ステップS2-28において、位相差情報に関する n 個の独立の方程式からなる連立一次方程式および振幅変動量差情報に関する n 個の独立の方程式からなる連立一次方程式のそれぞれを解いて解を求め、ステップS2-29において、計算された解を、この解の算出に用いられなかった方程式に代入して、 Z_{jk} および V_{jk} の最大値 Z_{max} , V_{max} をそれぞれ算出する。そして、ステップS2-30において、算出された最大値がそれぞれ所定の基準値 CZ , CV 以下であるか否かが判断され、所定の基準値以上であることが判断されるまで以上の測定および演算が繰返される。

その他の動作は、前述の実施の形態19の動作と同様である。

〔テーブル参照補正方式〕

実施の形態21

これまでに説明した実施の形態のいずれにおいても、推定された位相回転量に関する情報および振幅変動量に関する情報を、各伝送系の位相回転装置としてのフェイズシフタおよび振幅変動装置としてのアッテネータに伝達し、各伝送系の送受信回路間において、位相回転量差および振幅変動量差が0となるように補償を行なっている。

ところが、各伝送系の送信回路または受信回路が非線形特性を有する回路要素（たとえばアンプ）を含む場合、送信回路に入力される信号のパワーまたは受信回路に入力される信号のパワーによつては、位相特性および振幅特性が変化して

上述の補償がきかなくなることがある。

この発明の実施の形態 2 1 は、上述のように送信回路に入力される信号のパワーまたは受信回路に入力される信号のパワーにより位相特性および振幅特性が変化した場合でも、推定動作によって一旦得られたキャリブレーション結果と、メモリに予め記録されている補正テーブルとを用いて、フェイズシフタおよびアッテネータに設定される位相回転量および振幅変動量を適正な値に補正するものである。

図 6 5 は、このような実施の形態 2 1 の具体的な回路構成を示すブロック図である。図 6 5 の実施の形態において、位相回転量を補償するために計算されるキャリブレーション情報は $\Delta \phi_1, \Delta \phi_2, \dots, \Delta \phi_n$ であり、振幅変動量を補償するために計算されるキャリブレーション情報は $\Delta A_1, \Delta A_2, \dots, \Delta A_n$ である。

ここで、これらのキャリブレーション情報を推定したときの送信信号の比較的低いパワーを P_{CTX} 、受信信号の比較的低いパワーを P_{CRX} とする。一方、現在の送信信号のパワーを P_{TX} 、受信信号のパワーを P_{RX} とする、ここでメモリ内には位相回転量情報および振幅変動量情報の補正用の情報が予め記憶されているものとし、制御装置 2 2 により、 P_{TX} と P_{CTX} に対応する送信系の補正情報を、または P_{RX} と P_{CRX} に対応する受信系の補正情報をメモリ 2 1 から読出し、上述の算出されたそれぞれのキャリブレーション値に加えた後、位相回転装置としてのフェイズシフタおよび振幅変動装置としてのアッテネータに与えるように構成されている。これにより、送信回路または受信回路に非線形回路要素が含まれる場合であっても、受信信号パワーまたは送信信号パワーに拘らず、常に位相回転量差情報および振幅変動量差情報に関する最適のキャリブレーションを行なうことができる。

なお、メモリに蓄える補正情報の量を減らすために、適当な間隔で間引いた補正情報をメモリに記憶しておき、補正情報の使用時に補間により最適な補正値を求めるように構成することも可能である。

[振幅のキャリブレーション方式]

実施の形態 2 2

これまでに説明した実施の形態のいずれにおいても、各伝送系において受信回路と送信回路との間の振幅変動量の差が推定される。しかしながら、位相回転量の場合とは異なり、振幅変動量の場合には、送信回路と受信回路との間に特性差があること自体は大きな問題ではなく、送受信回路間の振幅変動量差がそれぞれの伝送系において異なっていることが最大の問題である。したがって、振幅情報のキャリブレーションに関しては、上述の各実施の形態のように各伝送系の受信回路と送信回路との間の振幅変動量差が0となるように各伝送系の振幅変動装置であるアッテネータの振幅変動量を制御する方法の他に、それぞれの伝送系の送受信回路間の振幅変動量差が共通のある値になるように、各伝送系の振幅変動装置であるアッテネータの振幅変動量を制御するように構成してもよい。

〔第3の基本構成の概要〕

図66は、この発明によるアダプティブアレイ無線基地局の第3の基本構成の概要を示す概略ブロック図である。図66の第3の基本構成は、先に説明した第1および第2の基本構成と同様に、アダプティブアレイ無線基地局のうち、この発明に関連する位相回転量および振幅変動量の推定ならびにこれらのキャリブレーションに関する部分のみを示している。

図66に示すアダプティブアレイ無線基地局においては、4つの信号伝送系からなり、それぞれの信号伝送系のアンテナ素子（合計4個）が正確に正方形の頂点にそれぞれ配置されていることを特徴としている。

より具体的に、図66に示すアダプティブアレイ無線基地局は、図示しないメモリおよび制御装置からなる信号処理回路20と、正方形のアレイアンテナを構成するアンテナ素子ANT1、ANT2、ANT3およびANT4と、それぞれのアンテナ素子に対応して設けられたアンテナ共用器SW1、SW2、SW3およびSW4と、それぞれのアンテナ素子に対応してアンテナ共用器と信号処理回路20との間に設けられた送信回路TX1、TX2、TX3、TX4および受信回路RX1、RX2、RX3、RX4とを備えている。

前述の第1および第2の基本構成と同様に、図66の信号処理回路20は、キャリブレーション時にそれぞれのアンテナ素子から既知の信号を送信し、他のアンテナ素子からの受信信号を実測し、実測値を用いて所定の演算を行い、後述す

る受信応答ベクトルおよび送信ベクトルを算出し、その算出結果に応じて位相回転量および振幅変動量のキャリブレーションを行うデジタル信号処理機能を有しているものとする。

なお、送信回路TX1, TX2, TX3, TX4の各々は、信号処理回路20から対応するアンテナ共用器SWまでの経路に存在する回路を総称するものであり、受信回路RX1, RX2, RX3, RX4の各々は、対応するアンテナ共用器SWから信号処理回路20までの経路に存在する回路を総称するものである。

〔第3の基本構成の実施の形態〕

実施の形態23

図66において、 θ_{TX1} , θ_{TX2} , θ_{TX3} , θ_{TX4} の各々は、各伝送系において、信号処理回路20から出力された信号が対応する送信回路TXおよびアンテナ共用器SWを通過して対応するアンテナ素子ANTに至るまでの位相回転量を表わし、 θ_{RX1} , θ_{RX2} , θ_{RX3} , θ_{RX4} の各々は、各伝送系において、対応するアンテナ素子ANTで受信された信号が対応するアンテナ共用器SWおよび受信回路RXを通過して信号処理回路20に至るまでの位相回転量を表わしている。

さらに図66中、 θ_{12} はアンテナ素子ANT1, ANT2間における信号の位相回転量、 θ_{13} はアンテナ素子ANT1, ANT3間における信号の位相回転量、 θ_{14} はアンテナ素子ANT1, ANT4間における信号の位相回転量、 θ_{23} はアンテナ素子ANT2, ANT3間における信号の位相回転量、 θ_{24} はアンテナ素子ANT2, ANT4間における信号の位相回転量、 θ_{34} はアンテナ素子ANT3, ANT4間における信号の位相回転量を表わしている。

この発明の第3の基本構成の実施の形態23は、図66の構成において受信応答ベクトルと送信応答ベクトルとを求め、その位相データの差を補正值として求めるものである。

(1) 受信応答ベクトルの測定方法

まず、受信応答ベクトルの測定方法について説明する。

① 図66の構成において、信号処理回路20から初期位相 θ_{IT1} が0に固定された信号が、送信回路TX1、アンテナ共用器SW1を介してアンテナ素子

ANT 1 から送信され、他のアンテナ素子 ANT 2, ANT 3, ANT 4 で受信される。

このうち、アンテナ素子 ANT 2、アンテナ共用器 SW 2、受信回路 RX 2 を介して信号処理回路 20 で受信された信号の、送信から受信までの位相回転量 $\theta R 2 1$ は、次の式 (7-1) で表わされる。

$$\theta R 2 1 = \theta T X 1 + \theta 1 2 + \theta R X 2 \cdots (7-1)$$

同様に、アンテナ素子 ANT 3、アンテナ共用器 SW 3、受信回路 RX 3 を介して信号処理回路 20 で受信された信号の、送信から受信までの位相回転量 $\theta R 3 1$ は、次の式 (7-2) で表わされる。

$$\theta R 3 1 = \theta T X 1 + \theta 1 3 + \theta R X 3 \cdots (7-2)$$

同様に、アンテナ素子 ANT 4、アンテナ共用器 SW 4、受信回路 RX 4 を介して信号処理回路 20 で受信された信号の、送信から受信までの位相回転量 $\theta R 4 1$ は、次の式 (7-3) で表わされる。

$$\theta R 4 1 = \theta T X 1 + \theta 1 4 + \theta R X 4 \cdots (7-3)$$

ここで (7-1) 式から (7-2) 式を減じると、

$$\theta R 2 1 - \theta R 3 1 = \theta R X 2 - \theta R X 3 + (\theta 1 2 - \theta 1 3)$$

$$(\theta R X 2 - \theta R X 3) = (\theta R 2 1 - \theta R 3 1) - (\theta 1 2 - \theta 1 3)$$

… (7-4)

同様に、(7-2) 式から (7-3) 式を減じると、

$$\theta R 3 1 - \theta R 4 1 = \theta R X 3 - \theta R X 4 + (\theta 1 3 - \theta 1 4)$$

$$(\theta R X 3 - \theta R X 4) = (\theta R 3 1 - \theta R 4 1) - (\theta 1 3 - \theta 1 4)$$

… (7-5)

同様に、(7-3) 式から (7-1) 式を減じると、

$$\theta R 4 1 - \theta R 2 1 = \theta R X 4 - \theta R X 2 + (\theta 1 4 - \theta 1 2)$$

$$(\theta R X 4 - \theta R X 2) = (\theta R 4 1 - \theta R 2 1) - (\theta 1 4 - \theta 1 2)$$

… (7-6)

② 図 6 6 の構成において、信号処理回路 20 から初期位相 $\theta I T 2$ が 0 に固定された信号が、送信回路 TX 2、アンテナ共用器 SW 2 を介してアンテナ素子 ANT 2 から送信され、他のアンテナ素子 ANT 1, ANT 3, ANT 4 で受信

される。

このうち、アンテナ素子ANT 1、アンテナ共用器SW 1、受信回路RX 1を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの位相回転量 $\theta R 1 2$ は、次の式(7-7)で表わされる。

$$\theta R 1 2 = \theta T X 2 + \theta 1 2 + \theta R X 1 \cdots (7-7)$$

同様に、アンテナ素子ANT 3、アンテナ共用器SW 3、受信回路RX 3を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの位相回転量 $\theta R 3 2$ は、次の式(7-8)で表わされる。

$$\theta R 3 2 = \theta T X 2 + \theta 2 3 + \theta R X 3 \cdots (7-8)$$

同様に、アンテナ素子ANT 4、アンテナ共用器SW 4、受信回路RX 4を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの位相回転量 $\theta R 4 2$ は、次の式(7-9)で表わされる。

$$\theta R 4 2 = \theta T X 2 + \theta 2 4 + \theta R X 4 \cdots (7-9)$$

ここで、(7-7)式から(7-8)式を減じると、

$$\theta R 1 2 - \theta R 3 2 = \theta R X 1 - \theta R X 3 + (\theta 1 2 - \theta 2 3)$$

$$(\theta R X 1 - \theta R X 3) = (\theta R 1 2 - \theta R 3 2) - (\theta 1 2 - \theta 2 3)$$

$$\cdots (7-10)$$

同様に、(7-8)式から(7-9)式を減じると、

$$\theta R 3 2 - \theta R 4 2 = \theta R X 3 - \theta R X 4 + (\theta 2 3 - \theta 2 4)$$

$$(\theta R X 3 - \theta R X 4) = (\theta R 3 2 - \theta R 4 2) - (\theta 2 3 - \theta 2 4)$$

$$\cdots (7-11)$$

同様に、(7-9)式から(7-7)式を減じると、

$$\theta R 4 2 - \theta R 1 2 = \theta R X 4 - \theta R X 1 + (\theta 2 4 - \theta 1 2)$$

$$(\theta R X 4 - \theta R X 1) = (\theta R 4 2 - \theta R 1 2) - (\theta 2 4 - \theta 1 2)$$

$$\cdots (7-12)$$

③ 図66の構成において、信号処理回路20から初期位相 $\theta I T 3$ が0に固定された信号が、送信回路TX 3、アンテナ共用器SW 3を介してアンテナ素子ANT 3から送信され、他のアンテナ素子ANT 1, ANT 2, ANT 4で受信される。

このうち、アンテナ素子ANT 1、アンテナ共用器SW 1、受信回路RX 1を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの位相回転量 $\theta R 13$ は、次の式(7-13)で表わされる。

$$\theta R 13 = \theta T X 3 + \theta 13 + \theta R X 1 \cdots (7-13)$$

同様に、アンテナ素子ANT 2、アンテナ共用器SW 2、受信回路RX 2を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの位相回転量 $\theta R 23$ は、次の式(7-14)で表わされる。

$$\theta R 23 = \theta T X 3 + \theta 23 + \theta R X 2 \cdots (7-14)$$

同様に、アンテナ素子ANT 4、アンテナ共用器SW 4、受信回路RX 4を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの位相回転量 $\theta R 43$ は、次の式(7-15)で表わされる。

$$\theta R 43 = \theta T X 3 + \theta 34 + \theta R X 4 \cdots (7-15)$$

ここで、(7-13)式から(7-14)式を減じると、

$$\theta R 13 - \theta R 23 = \theta R X 1 - \theta R X 2 + (\theta 13 - \theta 23)$$

$$(\theta R X 1 - \theta R X 2) = (\theta R 13 - \theta R 23) - (\theta 13 - \theta 23) \cdots (7-16)$$

同様に、(7-14)式から(7-15)式を減じると、

$$\theta R 23 - \theta R 43 = \theta R X 2 - \theta R X 4 + (\theta 23 - \theta 34)$$

$$(\theta R X 2 - \theta R X 4) = (\theta R 23 - \theta R 43) - (\theta 23 - \theta 34) \cdots (7-17)$$

同様に、(7-15)式から(7-13)式を減じると、

$$\theta R 43 - \theta R 13 = \theta R X 4 - \theta R X 1 + (\theta 34 - \theta 13)$$

$$(\theta R X 4 - \theta R X 1) = (\theta R 43 - \theta R 13) - (\theta 34 - \theta 13) \cdots (7-18)$$

④ 図66の構成において、信号処理回路20から初期位相 $\theta I T 4$ が0に固定された信号が、送信回路TX 4、アンテナ共用器SW 4を介してアンテナ素子ANT 4から送信され、他のアンテナ素子ANT 1, ANT 2, ANT 3で受信される。

このうち、アンテナ素子ANT 1、アンテナ共用器SW 1、受信回路RX 1を

介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの位相回転量 $\theta R14$ は、次の式(7-19)で表わされる。

$$\theta R14 = \theta TX4 + \theta 14 + \theta RX1 \cdots (7-19)$$

同様に、アンテナ素子ANT2、アンテナ共用器SW2、受信回路RX2を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの位相回転量 $\theta R24$ は、次の式(7-20)で表わされる。

$$\theta R24 = \theta TX4 + \theta 24 + \theta RX2 \cdots (7-20)$$

同様に、アンテナ素子ANT3、アンテナ共用器SW3、受信回路RX3を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの位相回転量 $\theta R34$ は、次の式(7-21)で表わされる。

$$\theta R34 = \theta TX4 + \theta 34 + \theta RX3 \cdots (7-21)$$

ここで、(7-19)式から(7-20)式を減じると、

$$\theta R14 - \theta R24 = \theta RX1 - \theta RX2 + (\theta 14 - \theta 24)$$

$$(\theta RX1 - \theta RX2) = (\theta R14 - \theta R24) - (\theta 14 - \theta 24)$$

$$\cdots (7-22)$$

同様に、(7-20)式から(7-21)式を減じると、

$$\theta R24 - \theta R34 = \theta RX2 - \theta RX3 + (\theta 24 - \theta 34)$$

$$(\theta RX2 - \theta RX3) = (\theta R24 - \theta R34) - (\theta 24 - \theta 34)$$

$$\cdots (7-23)$$

同様に、(7-21)式から(7-19)式を減じると、

$$\theta R34 - \theta R14 = \theta RX3 - \theta RX1 + (\theta 34 - \theta 14)$$

$$(\theta RX3 - \theta RX1) = (\theta R34 - \theta R14) - (\theta 34 - \theta 14)$$

$$\cdots (7-24)$$

⑤ アンテナ素子ANT1およびANT2の受信信号の位相回転量の差($\theta RX1 - \theta RX2$)を算出する：

上述の式(7-16)および(7-22)の各々より($\theta RX1 - \theta RX2$)は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$(\theta RX1 - \theta RX2) = [\{ (\theta R14 - \theta R24) - (\theta 14 - \theta 24) \} + \{ (\theta R13 - \theta R23) - (\theta 13 - \theta 23) \}] / 2$$

この式より、

$$(\theta_{RX1} - \theta_{RX2}) = [\{ (\theta_{R14} - \theta_{R24}) - (\theta_{14} - \theta_{23}) \} + \{ (\theta_{R13} - \theta_{R23}) - (\theta_{13} - \theta_{24}) \}] / 2$$

図66のアンテナ素子は正方形を構成するように配されているため、 $\theta_{14} = \theta_{23}$ 、 $\theta_{13} = \theta_{24}$ が成り立つ。したがって、上式は、次の式(7-25)となる。

$$(\theta_{RX1} - \theta_{RX2}) = \{ (\theta_{R14} - \theta_{R24}) + (\theta_{R13} - \theta_{R23}) \} / 2 \cdots (7-25)$$

この式の右辺は実測値から求められるため差分($\theta_{RX1} - \theta_{RX2}$)の値が算出される。

⑥ アンテナ素子ANT2およびANT3の受信信号の位相回転量の差($\theta_{RX2} - \theta_{RX3}$)を算出する：

上述の式(7-4)および(7-23)の各々より($\theta_{RX2} - \theta_{RX3}$)は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$(\theta_{RX2} - \theta_{RX3}) = [\{ (\theta_{R21} - \theta_{R31}) - (\theta_{12} - \theta_{13}) \} + \{ (\theta_{R24} - \theta_{R34}) - (\theta_{24} - \theta_{34}) \}] / 2$$

この式より、

$$(\theta_{RX2} - \theta_{RX3}) = [\{ (\theta_{R21} - \theta_{R31}) - (\theta_{12} - \theta_{34}) \} + \{ (\theta_{R24} - \theta_{R34}) - (\theta_{24} - \theta_{13}) \}] / 2$$

ここで $\theta_{12} = \theta_{34}$ 、 $\theta_{13} = \theta_{24}$ が成り立つため、上式は、次の式(7-26)となる。

$$(\theta_{RX2} - \theta_{RX3}) = \{ (\theta_{R21} - \theta_{R31}) + (\theta_{R24} - \theta_{R34}) \} / 2 \cdots (7-26)$$

この式の右辺は実測値から求められるため差分($\theta_{RX2} - \theta_{RX3}$)の値が算出される。

⑦ アンテナ素子ANT3およびANT4の受信信号の位相回転量の差($\theta_{RX3} - \theta_{RX4}$)を算出する：

上述の式(7-5)および(7-11)の各々より($\theta_{RX3} - \theta_{RX4}$)は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$(\theta_{RX3} - \theta_{RX4}) = [\{ (\theta_{R31} - \theta_{R41}) - (\theta_{13} - \theta_{14}) \} + \{ (\theta_{R32} - \theta_{R42}) - (\theta_{23} - \theta_{24}) \}] / 2$$

この式より、

$$(\theta_{RX3} - \theta_{RX4}) = [\{ (\theta_{R31} - \theta_{R41}) - (\theta_{13} - \theta_{24}) \} + \{ (\theta_{R32} - \theta_{R42}) - (\theta_{23} - \theta_{14}) \}] / 2$$

ここで、 $\theta_{13} = \theta_{24}$ 、 $\theta_{23} = \theta_{14}$ が成り立つため、上式は、次の式(7-27)となる。

$$(\theta_{RX3} - \theta_{RX4}) = \{ (\theta_{R31} - \theta_{R41}) + (\theta_{R32} - \theta_{R42}) \} / 2 \dots (7-27)$$

この式の右辺は実測値から求められるため差分($\theta_{RX3} - \theta_{RX4}$)の値が算出される。

⑧ アンテナ素子ANT4およびANT1の受信信号の位相回転量の差($\theta_{RX4} - \theta_{RX1}$)を算出する：

上述の式(7-12)および(7-18)の各々より($\theta_{RX4} - \theta_{RX1}$)は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$(\theta_{RX4} - \theta_{RX1}) = [\{ (\theta_{R42} - \theta_{R12}) - (\theta_{24} - \theta_{12}) \} + \{ (\theta_{R43} - \theta_{R13}) - (\theta_{34} - \theta_{13}) \}] / 2$$

この式より

$$(\theta_{RX4} - \theta_{RX1}) = [\{ (\theta_{R42} - \theta_{R12}) - (\theta_{24} - \theta_{13}) \} + \{ (\theta_{R43} - \theta_{R13}) - (\theta_{34} - \theta_{12}) \}] / 2$$

ここで、 $\theta_{24} = \theta_{13}$ 、 $\theta_{34} = \theta_{12}$ が成り立つため、上式は、次の式(7-28)となる。

$$(\theta_{RX4} - \theta_{RX1}) = \{ (\theta_{R42} - \theta_{R12}) + (\theta_{R43} - \theta_{R13}) \} / 2 \dots (7-28)$$

この式の右辺は実測値から求められるため差分($\theta_{RX4} - \theta_{RX1}$)の値が算出される。

⑨ 受信応答ベクトルを求める：

4つの伝送系のそれぞれのアンテナ素子による受信信号の位相回転量を $R(1) = \theta_{RX1}$ 、 $R(2) = \theta_{RX2}$ 、 $R(3) = \theta_{RX3}$ 、 $R(4) = \theta_{RX4}$

と表わすと、 $R(1)$ 、 $R(2)$ 、 $R(3)$ 、 $R(4)$ を成分とするベクトル R が

位相データの受信応答ベクトルである。

上述の(7-25)式～(7-28)式で求めたように、それぞれの位相回転量の差分け、実測値により $(\theta_{RX1} - \theta_{RX2})$ 、 $(\theta_{RX2} - \theta_{RX3})$ 、 $(\theta_{RX3} - \theta_{RX4})$ 、 $(\theta_{RX4} - \theta_{RX1})$ の値として具体的に算出されているが、個々の位相回転量 $R(1)$ 、 $R(2)$ 、 $R(3)$ 、 $R(4)$ の値を知るには情報が不足している。

そこで、どれか1つの伝送系の位相回転量、たとえば $R(1)$ を基準値0とおくことにより、上述の各差分の算出値から残りの伝送系の位相回転量を個々に算出することが可能となる。すなわち、たとえば $R(1) = 0$ とおけば、

$$R(1) - R(2) = (\theta_{RX1} - \theta_{RX2}) \text{ より}$$

$R(2) = R(1) - (\theta_{RX1} - \theta_{RX2})$ となり、上記差分の実測値に基づいて $R(2)$ の値が算出される。

$$\text{同様に } R(2) - R(3) = (\theta_{RX2} - \theta_{RX3}) \text{ より}$$

$R(3) = R(2) - (\theta_{RX2} - \theta_{RX3})$ となり、上記差分の実測値に基づいて $R(3)$ の値が算出される。

$$\text{同様に } R(3) - R(4) = (\theta_{RX3} - \theta_{RX4}) \text{ より}$$

$R(4) = R(3) - (\theta_{RX3} - \theta_{RX4})$ となり、上記差分の実測値に基づいて $R(4)$ の値が算出される。

以上のように、いずれか1つの伝送系の位相回転量を0とおくことにより、他の伝送系の位相回転量が個々に求まり、その結果、位相データの受信応答ベクトルが得られることになる。

ここで、上述の測定結果にミスがないかを検査するいくつかの方法について説明する。

(i) まず、 $R(4) - R(1) = (\theta_{RX4} - \theta_{RX1})$ であるが、 $R(1) = 0$ とおいているため、測定が正しく行われていれば、本来的に $R(4) - (\theta_{RX4} - \theta_{RX1})$ はほぼ0となるはずである。

したがって、 $r_{tmp} = |R(4) - (\theta_{RX4} - \theta_{RX1})|$ とおき、もし

も r_{tmp} が誤差しきい値以上であれば、測定にミスがあったものと判断される。

(i i) 次に、上述の (7-10) 式および (7-24) 式の平均をとることにより、アンテナ素子 ANT1 および ANT3 の位相回転量の差 ($\theta_{RX1} - \theta_{RX3}$) を求める。

$$(\theta_{RX1} - \theta_{RX3}) = [\{ (\theta_{R12} - \theta_{R32}) - (\theta_{12} - \theta_{23}) \} - \{ (\theta_{R34} - \theta_{R14}) - (\theta_{34} - \theta_{14}) \}] / 2$$

ここで、 $\theta_{12} = \theta_{23}$, $\theta_{34} = \theta_{14}$ が成り立つため、

$$(\theta_{RX1} - \theta_{RX3}) = \{ (\theta_{R12} - \theta_{R32}) - (\theta_{R34} - \theta_{R14}) \} / 2$$

この式の右辺は実測値から求められるため ($\theta_{RX1} - \theta_{RX3}$) の値が算出される。

ここで、 $R(1) - R(3) = (\theta_{RX1} - \theta_{RX3})$ であるが、測定が正しく行われていれば、本来的に、

$\{R(1) - R(3)\} - (\theta_{RX1} - \theta_{RX3})$ はほぼ 0 となるはずである。

したがって、 $r_{tmp} = | \{R(1) - R(3)\} - (\theta_{RX1} - \theta_{RX3}) |$ とおき、もしも r_{tmp} が誤差しきい値以上であれば、測定にミスがあったものと判断される。

(i i i) 次に、上述の (7-17) 式および (7-6) 式の平均をとることにより、アンテナ素子 ANT2 および ANT4 の位相回転量の差 ($\theta_{RX2} - \theta_{RX4}$) を求める。

$$(\theta_{RX2} - \theta_{RX4}) = [\{ (\theta_{R23} - \theta_{R43}) - (\theta_{23} - \theta_{34}) \} - \{ (\theta_{R41} - \theta_{R21}) - (\theta_{14} - \theta_{12}) \}] / 2$$

ここで、 $\theta_{23} = \theta_{34}$, $\theta_{14} = \theta_{12}$ が成り立つため、

$$(\theta_{RX2} - \theta_{RX4}) = \{ (\theta_{R23} - \theta_{R43}) - (\theta_{R41} - \theta_{R21}) \} / 2$$

この式の右辺は実測値から求められるため ($\theta_{RX2} - \theta_{RX4}$) の値が算出される。

ここで、 $R(2) - R(4) = (\theta_{RX2} - \theta_{RX4})$ であるが、測定が正しく行われていれば、本来的に、

$\{R(2) - R(4)\} - (\theta_{RX2} - \theta_{RX4})$ はほぼ0となるはずである。

したがって $rtmp = |\{R(2) - R(4)\} - (\theta_{RX2} - \theta_{RX4})|$ とおき、もしも $rtmp$ が誤差しきい値以上であれば、測定にミスがあったものと判断される。

(2) 送信応答ベクトルの測定方法

次に送信応答ベクトルの測定方法について説明する。

① アンテナ素子ANT1およびANT2の送信信号の位相回転量の差 ($\theta_{TX1} - \theta_{TX2}$) を算出する：

前述の (7-2) 式から (7-8) 式を減じると、

$$\theta_{R31} - \theta_{R32} = \theta_{TX1} - \theta_{TX2} + (\theta_{13} - \theta_{23})$$

$$(\theta_{TX1} - \theta_{TX2}) = (\theta_{R31} - \theta_{R32}) - (\theta_{13} - \theta_{23})$$

… (7-29)

同様に、(7-3) 式から (7-9) 式を減じると、

$$\theta_{R41} - \theta_{R42} = \theta_{TX1} - \theta_{TX2} + (\theta_{14} - \theta_{24})$$

$$(\theta_{TX1} - \theta_{TX2}) = (\theta_{R41} - \theta_{R42}) - (\theta_{14} - \theta_{24})$$

… (7-30)

これらの式 (7-29) および (7-30) の各々より ($\theta_{TX1} - \theta_{TX2}$) は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$(\theta_{TX1} - \theta_{TX2}) = [\{(\theta_{R31} - \theta_{R32}) - (\theta_{13} - \theta_{23})\} + \{(\theta_{R41} - \theta_{R42}) - (\theta_{14} - \theta_{24})\}] / 2$$

この式より、

$$(\theta_{TX1} - \theta_{TX2}) = [\{(\theta_{R31} - \theta_{R32}) - (\theta_{13} - \theta_{24})\} + \{(\theta_{R41} - \theta_{R42}) - (\theta_{14} - \theta_{23})\}] / 2$$

ここで $\theta_{13} = \theta_{24}$ 、 $\theta_{14} = \theta_{23}$ が成り立つため、上式は、次の式 (7-31) となる。

$$(\theta_{TX1} - \theta_{TX2}) = \{(\theta_{R31} - \theta_{R32}) + (\theta_{R41} - \theta_{R42})\} / 2$$

2) } / 2 ... (7-31)

この式の右辺は実測値から求められるため ($\theta TX1 - \theta TX2$) の値が算出される。

② アンテナ素子ANT2およびANT3の送信信号の位相回転量の差 ($\theta TX2 - \theta TX3$) を算出する：

前述の (7-7) 式から (7-13) 式を減じると、

$$\begin{aligned}\theta R12 - \theta R13 &= \theta TX2 - \theta TX3 + (\theta 12 - \theta 13) \\ (\theta TX2 - \theta TX3) &= (\theta R12 - \theta R13) - (\theta 12 - \theta 13) \\ &\dots (7-32)\end{aligned}$$

同様に、(7-9) 式から (7-15) 式を減じると

$$\begin{aligned}\theta R42 - \theta R43 &= \theta TX2 - \theta TX3 + (\theta 24 - \theta 34) \\ (\theta TX2 - \theta TX3) &= (\theta R42 - \theta R43) - (\theta 24 - \theta 34) \\ &\dots (7-33)\end{aligned}$$

これらの式 (7-32) および (7-33) の各々より ($\theta TX2 - \theta TX3$) は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$(\theta TX2 - \theta TX3) = [\{ (\theta R12 - \theta R13) - (\theta 12 - \theta 13) \} + \{ (\theta R42 - \theta R43) - (\theta 24 - \theta 34) \}] / 2$$

この式より、

$$(\theta TX2 - \theta TX3) = [\{ (\theta R12 - \theta R13) - (\theta 12 - \theta 34) \} + \{ (\theta R42 - \theta R43) - (\theta 24 - \theta 13) \}] / 2$$

ここで、 $\theta 12 = \theta 34$ 、 $\theta 24 = \theta 13$ が成り立つため、上式は、次の式 (7-34) となる。

$$(\theta TX2 - \theta TX3) = \{ (\theta R12 - \theta R13) + (\theta R42 - \theta R43) \} / 2 \dots (7-34)$$

この式の右辺は実測値から求められるため ($\theta TX2 - \theta TX3$) の値が算出される。

③ アンテナ素子ANT3およびANT4の送信信号の位相回転量の差 ($\theta TX3 - \theta TX4$) を算出する：

前述の (7-13) 式から (7-19) 式を減じると、

$$\begin{aligned}
 (\theta R13 - \theta R14) &= \theta TX3 - \theta TX4 + (\theta 13 - \theta 14) \\
 (\theta TX3 - \theta TX4) &= (\theta R13 - \theta R14) - (\theta 13 - \theta 14) \\
 \dots (7-35)
 \end{aligned}$$

同様に、(7-14)式から(7-20)式を減じると、

$$\begin{aligned}
 \theta R23 - \theta R24 &= \theta TX3 - \theta TX4 + (\theta 23 - \theta 24) \\
 (\theta TX3 - \theta TX4) &= (\theta R23 - \theta R24) - (\theta 23 - \theta 24) \\
 \dots (7-36)
 \end{aligned}$$

これらの式(7-35)および(7-36)の各々より $(\theta TX3 - \theta TX4)$ は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$(\theta TX3 - \theta TX4) = [\{ (\theta R13 - \theta R14) - (\theta 13 - \theta 14) \} + \{ (\theta R23 - \theta R24) - (\theta 23 - \theta 24) \}] / 2$$

この式より、

$$(\theta TX3 - \theta TX4) = [\{ (\theta R13 - \theta R14) - (\theta 13 - \theta 24) \} + \{ (\theta R23 - \theta R24) - (\theta 23 - \theta 14) \}] / 2$$

ここで、 $\theta 13 = \theta 24$ 、 $\theta 23 = \theta 14$ が成り立つため、上式は、次の式(7-37)となる。

$$(\theta TX3 - \theta TX4) = \{ (\theta R13 - \theta 14) + (\theta R23 - \theta R24) \} / 2 \dots (7-37)$$

この式の右辺は実測値から求められるため $(\theta TX3 - \theta TX4)$ の値が算出される。

④ アンテナ素子ANT4およびANT1の送信信号の位相回転量の差 $(\theta TX4 - \theta TX1)$ を算出する：

前述の(7-20)式より(7-1)式を減じると、

$$\begin{aligned}
 \theta R24 - \theta R21 &= \theta TX4 - \theta TX1 + (\theta 24 - \theta 12) \\
 (\theta TX4 - \theta TX1) &= (\theta R24 - \theta R21) - (\theta 24 - \theta 12) \\
 \dots (7-38)
 \end{aligned}$$

同様に、(7-21)式より(7-2)式を減じると、

$$\begin{aligned}
 \theta R34 - \theta R31 &= \theta TX4 - \theta TX1 + (\theta 34 - \theta 13) \\
 (\theta TX4 - \theta TX1) &= (\theta R34 - \theta R31) - (\theta 34 - \theta 13)
 \end{aligned}$$

… (7-39)

これらの式 (7-38) および (7-39) の各々より $(\theta TX4 - \theta TX1)$ は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$(\theta TX4 - \theta TX1) = [\{ (\theta R24 - \theta R21) - (\theta 24 - \theta 12) \} + \{ (\theta R34 - \theta R31) - (\theta 34 - \theta 13) \}] / 2$$

この式より、

$$(\theta TX4 - \theta TX1) = [\{ (\theta R24 - \theta R21) - (\theta 24 - \theta 13) \} + \{ (\theta R34 - \theta R31) - (\theta 34 - \theta 12) \}] / 2$$

ここで、 $\theta 24 = \theta 13$ 、 $\theta 34 = \theta 12$ が成り立つため、上式は、次の式 (7-40) となる。

$$(\theta TX4 - \theta TX1) = \{ (\theta R24 - \theta R21) + (\theta R34 - \theta R31) \} / 2 \dots (7-40)$$

この式の右辺は実測値から求められるため $(\theta TX4 - \theta TX1)$ の値が算出される。

⑤ 送信応答ベクトルを求める：

4つの伝送系のそれぞれのアンテナ素子による送信信号の位相回転量を $T(1) = \theta TX1$ 、 $T(2) = \theta TX2$ 、 $T(3) = \theta TX3$ 、 $T(4) = \theta TX4$ と表わすと、 $(T(1), T(2), T(3), T(4))$ を成分とするベクトル T が位相データの送信応答ベクトルである。

上述の式 (7-31)、(7-34)、(7-37)、(7-40) で求めたように、それぞれの位相回転量の差分は、実測値により $(\theta TX1 - \theta TX2)$ 、 $(\theta TX2 - \theta TX3)$ 、 $(\theta TX3 - \theta TX4)$ 、 $(\theta TX4 - \theta TX1)$ の値として具体的に算出されているが、個々の位相回転量 $T(1)$ 、 $T(2)$ 、 $T(3)$ 、 $T(4)$ の値を知るには情報が不足している。

そこで、いずれか1つの伝送系の位相回転量、たとえば $T(1)$ を基準値0とおくことにより、上述の各差分の算出値から残りの伝送系の位相回転量を個々に算出することが可能となる。すなわち、たとえば $T(1) = 0$ とおけば、

$$T(1) - T(2) = (\theta TX1 - \theta TX2) \text{ より}$$

$$T(2) = T(1) - (\theta TX1 - \theta TX2) \text{ となり、上記差分の実測値に基}$$

づいて $T(2)$ の値が算出される。

同様に $T(2) - T(3) = (\theta_{TX2} - \theta_{TX3})$ より

$T(3) = T(2) - (\theta_{TX2} - \theta_{TX3})$ となり、上記差分の実測値に基づいて $T(3)$ の値が算出される。

同様に $T(3) - T(4) = (\theta_{TX3} - \theta_{TX4})$ より

$T(4) = T(3) - (\theta_{TX3} - \theta_{TX4})$ となり、上記差分の実測値に基づいて $T(4)$ の値が算出される。

以上のように、いずれか1つの伝送系の位相回転量を0とおくことにより、他の伝送系の位相回転量が個々に求まり、その結果、位相データの送信応答ベクトルが得られることになる。

ここで、上述の測定結果にミスがないかを検査するいくつかの方法について説明する。

(i) まず、 $T(4) - T(1) = (\theta_{TX4} - \theta_{TX1})$ であるが、 $T(1) = 0$ とおいているため、測定が正しく行われていれば、本来的に $T(4) - (\theta_{TX4} - \theta_{TX1})$ はほぼ0となるはずである。

したがって、 $r_{tmp} = |T(4) - (\theta_{TX4} - \theta_{TX1})|$ とおき、もしも r_{tmp} が誤差しきい値以上であれば、測定ミスがあったものと判断する。

(ii) 次に、アンテナ素子 $ANT1$ および $ANT3$ の位相回転量の差 $(\theta_{TX1} - \theta_{TX3})$ を求める。

まず、(7-1) 式から (7-14) 式を減じると、

$$\theta_{R21} - \theta_{R23} = \theta_{TX1} - \theta_{TX3} + (\theta_{12} - \theta_{23})$$

$$(\theta_{TX1} - \theta_{TX3}) = (\theta_{R21} - \theta_{R23}) - (\theta_{12} - \theta_{23})$$

$$\dots (7-41)$$

同様に、(7-3) 式から (7-15) 式を減じると、

$$\theta_{R41} - \theta_{R43} = \theta_{TX1} - \theta_{TX3} + (\theta_{14} - \theta_{34})$$

$$(\theta_{TX1} - \theta_{TX3}) = (\theta_{R41} - \theta_{R43}) - (\theta_{14} - \theta_{34})$$

$$\dots (7-42)$$

これら (7-41) 式および (7-42) 式の平均をとることにより

$$(\theta_{TX1} - \theta_{TX3}) = \left[\{ (\theta_{R21} - \theta_{R23}) - (\theta_{12} - \theta_{23}) \right.$$

$$) \} + \{ (\theta R 4 1 - \theta R 4 3) - (\theta 1 4 - \theta 3 4) \}] / 2$$

ここで $\theta 1 2 = \theta 2 3$, $\theta 1 4 = \theta 3 4$ が成り立つため、

$$(\theta T X 1 - \theta T X 3) = \{ (\theta R 2 1 - \theta R 2 3) + (\theta R 4 1 - \theta R 4 3) \} / 2$$

この式の右辺は実測値から求められるため $(\theta T X 1 - \theta T X 3)$ の値が算出される。

ここで、 $T(1) - T(3) = (\theta T X 1 - \theta T X 3)$ であるが、測定が正しく行われていれば、本来的に、

$\{T(1) - T(3)\} - (\theta T X 1 - \theta T X 3)$ はほぼ0となるはずである。したがって、 $r t m p = | \{T(1) - T(3)\} - (\theta T X 1 - \theta T X 3) |$ とおき、もしも $r t m p$ が誤差しきい値以上であれば、測定にミスがあったものと判断される。

(i i i) 次に、アンテナ素子ANT2およびANT4の位相回転量の差 $(\theta T X 2 - \theta T X 4)$ を求める。

まず、(7-7)式から(7-19)式を減じると、

$$\theta R 1 2 - \theta R 1 4 = \theta T X 2 - \theta T X 4 + (\theta 1 2 - \theta 1 4)$$

$$(\theta T X 2 - \theta T X 4) = (\theta R 1 2 - \theta R 1 4) - (\theta 1 2 - \theta 1 4)$$

… (7-43)

同様に、(7-8)式から(7-21)式を減じると、

$$\theta R 3 2 - \theta R 3 4 = \theta T X 2 - \theta T X 4 + (\theta 2 3 - \theta 3 4)$$

$$(\theta T X 2 - \theta T X 4) = (\theta R 3 2 - \theta R 3 4) - (\theta 2 3 - \theta 3 4)$$

… (7-44)

これら(7-43)式および(7-44)式の平均をとることにより

$$(\theta T X 2 - \theta T X 4) = [\{ (\theta R 1 2 - \theta R 1 4) - (\theta 1 2 - \theta 1 4) \} + \{ (\theta R 3 2 - \theta R 3 4) - (\theta 2 3 - \theta 3 4) \}] / 2$$

ここで、 $\theta 1 2 = \theta 1 4$, $\theta 2 3 = \theta 3 4$ が成り立つため、

$$(\theta T X 2 - \theta T X 4) = \{ (\theta R 1 2 - \theta R 1 4) + (\theta R 3 2 - \theta R 3 4) \} / 2$$

この式の右辺は実測値から求められるため $(\theta T X 2 - \theta T X 4)$ の値が算出

される。

ここで、 $T(2) - T(4) = (\theta_{TX2} - \theta_{TX4})$ であるが、測定が正しく行なわれていれば、本来的に、

$\{T(2) - T(4)\} - (\theta_{TX2} - \theta_{TX4})$ はほぼ 0 となるはずである。

したがって $r_{tmp} = |\{T(2) - T(4)\} - (\theta_{TX2} - \theta_{TX4})|$ とおき、もしも r_{tmp} が誤差しきい値以上であれば、測定にミスがあったものと判断される。

(3) キャリブレーション

前述のように算出した受信応答ベクトル R の位相回転量 $R(1)$, $R(2)$, $R(3)$, $R(4)$ から、送信応答ベクトル T の位相回転量 $T(1)$, $T(2)$, $T(3)$, $T(4)$ をそれぞれ減算することにより、対応する伝送系ごとに位相回転量の受信時と送信時との差、すなわち位相補正量を算出することができる。

信号処理回路 20 は、このようにして伝送系ごとに算出された位相補正量により、たとえば送信信号の初期位相を予めシフトすることにより、位相回転量のキャリブレーションを実行する。

実施の形態 2.4

図 6.7 は、図 6.6 に示したこの発明の第 3 の基本構成において、各部の振幅変動量を示したものであり、アダプティブアレイ無線基地局の構成そのものは図 6.6 に示したものと同一である。

図 6.7 において、 $ATX1$, $ATX2$, $ATX3$, $ATX4$ の各々は、各伝送系において、信号処理回路 20 から出力された信号が対応する送信回路 TX およびアンテナ共用器 SW を通過して対応するアンテナ素子 ANT に至るまでの振幅変動量を表わし、 ARX , $ARX2$, $ARX3$, $ARX4$ の各々は、各伝送系において、対応するアンテナ素子 ANT で受信された信号が対応するアンテナ共用器 SW および受信回路 RX を通過して信号処理回路 20 に至るまでの振幅変動量を表わしている。

さらに、図 6.7 中、 $A12$ はアンテナ素子 $ANT1$, $ANT2$ 間における信号

の振幅変動量、 A_{13} はアンテナ素子ANT 1, ANT 3間における信号の振幅変動量、 A_{14} はアンテナ素子ANT 1, ANT 4間における信号の振幅変動量、 A_{23} はアンテナ素子ANT 2, ANT 3間における信号の振幅変動量、 A_{24} はアンテナ素子ANT 2, ANT 4間における信号の振幅変動量、 A_{34} はアンテナ素子ANT 3, ANT 4間における信号の振幅変動量を表わしている。

この発明の第3の基本構成の実施の形態24は、図67の構成において受信応答ベクトルと送信応答ベクトルとを求め、その振幅データの差を補正值として求めるものである。

(1) 受信応答ベクトルの測定方法

まず、受信応答ベクトルの測定方法について説明する。

① 図67の構成において、信号処理回路20から初期振幅 A_{IT1} が1に固定された信号が、送信回路TX1、アンテナ共用器SW1を介してアンテナ素子ANT 1から送信され、他のアンテナ素子ANT 2, ANT 3, ANT 4で受信される。

このうち、アンテナ素子ANT 2、アンテナ共用器SW2、受信回路RX2を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの振幅変動量 A_{R21} は、次の式(8-1)で表わされる。

$$A_{R21} = A_{TX1} * A_{12} * A_{RX2} \dots (8-1)$$

同様に、アンテナ素子ANT 3、アンテナ共用器SW3、受信回路RX3を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの振幅変動量 A_{R31} は、次の式(8-2)で表わされる。

$$A_{R31} = A_{TX1} * A_{13} * A_{RX3} \dots (8-2)$$

同様に、アンテナ素子ANT 4、アンテナ共用器SW4、受信回路RX4を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの振幅変動量 A_{R41} は、次の式(8-3)で表わされる。

$$A_{R41} = A_{TX1} * A_{14} * A_{RX4} \dots (8-3)$$

ここで(8-1)式を(8-2)式で除算すると、

$$A_{R21} / A_{R31} = A_{RX2} / A_{RX3} * (A_{12} / A_{13})$$

$$(A_{RX2} / A_{RX3}) = (A_{R21} / A_{R31}) / (A_{12} / A_{13})$$

… (8-4)

同様に、(8-2) 式を (8-3) 式で除算すると、

$$AR31/AR41 = ARX3/ARX4 * (A13/A14)$$

$$(ARX3/ARX4) = (AR31/AR41) / (A13/A14)$$

… (8-5)

同様に、(8-1) 式を (8-3) 式で除算すると、

$$AR21/AR41 = ARX2/ARX4 * (A12/A14)$$

$$(ARX2/ARX4) = (AR21/AR41) / (A12/A14)$$

… (8-6)

② 図 6 7 の構成において、信号処理回路 2 0 から初期振幅 A I T 2 が 1 に固定された信号が、送信回路 T X 2、アンテナ共用器 S W 2 を介してアンテナ素子 A N T 2 から送信され、他のアンテナ素子 A N T 1、A N T 3、A N T 4 で受信される。

このうち、アンテナ素子 A N T 1、アンテナ共用器 S W 1、受信回路 R X 1 を介して信号処理回路 2 0 で受信された信号の、送信から受信までの振幅変動量 A R 1 2 は、次の式 (8-7) で表わされる。

$$AR12 = ATX2 * A12 * ARX1 \cdots (8-7)$$

同様に、アンテナ素子 A N T 3、アンテナ共用器 S W 3、受信回路 R X 3 を介して信号処理回路 2 0 で受信された信号の、送信から受信までの振幅変動量 A R 3 2 は、次の式 (8-8) で表わされる。

$$AR32 = ATX2 * A23 * ARX3 \cdots (8-8)$$

同様に、アンテナ素子 A N T 4、アンテナ共用器 S W 4、受信回路 R X 4 を介して信号処理回路 2 0 で受信された信号の、送信から受信までの振幅変動量 A R 4 2 は、次の式 (8-9) で表わされる。

$$AR42 = ATX2 * A24 * ARX4 \cdots (8-9)$$

ここで、(8-7) 式を (8-8) 式で除算すると、

$$AR12/AR32 = ARX1/ARX3 * (A12/A23)$$

$$(ARX1/ARX3) = (AR12/AR32) / (A12/A23)$$

… (8-10)

同様に、(8-8) 式を(8-9) 式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR32/AR42 &= ARX3/ARX4 * (A13/A24) \\ (ARX3/ARX4) &= (AR32/AR42) / (A23/A24) \\ \dots (8-11) \end{aligned}$$

同様に、(8-9) 式を(8-7) 式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR42/AR12 &= ARX4/ARX1 * (A24/A12) \\ (ARX4/ARX1) &= (AR42/AR12) / (A24/A12) \\ \dots (8-12) \end{aligned}$$

③ 図67の構成において、信号処理回路20から初期振幅A I T 3が1に固定された信号が、送信回路TX3、アンテナ共用器SW3を介してアンテナ素子ANT3から送信され、他のアンテナ素子ANT1、ANT2、ANT4で受信される。

このうち、アンテナ素子ANT1、アンテナ共用器SW1、受信回路RX1を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの振幅変動量AR13は、次の式(8-13)で表わされる。

$$AR13 = ATX3 * A13 * ARX1 \dots (8-13)$$

同様に、アンテナ素子ANT2、アンテナ共用器SW2、受信回路RX2を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの振幅変動量AR23は、次の式(8-14)で表わされる。

$$AR23 = ATX3 * A23 * ARX2 \dots (8-14)$$

同様に、アンテナ素子ANT4、アンテナ共用器SW4、受信回路RX4を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの振幅変動量AR43は、次の式(8-15)で表わされる。

$$AR43 = ATX3 * A34 * ARX4 \dots (8-15)$$

ここで、(8-13) 式を(8-14) 式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR13/AR23 &= ARX1/ARX2 * (A13/A23) \\ (ARX1/ARX2) &= (AR13/AR23) / (A13/A23) \\ \dots (8-16) \end{aligned}$$

同様に、(8-14) 式を(8-15) 式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR23/AR43 &= ARX2/ARX4 * (A23/A34) \\ (ARX2/ARX4) &= (AR23/AR43) / (A23/A34) \\ \dots (8-17) \end{aligned}$$

同様に、(8-15)式を(8-13)式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR43/AR13 &= ARX4/ARX1 * (A34/A13) \\ (ARX4/ARX1) &= (AR43/AR13) / (A34/A13) \\ \dots (8-18) \end{aligned}$$

④ 図67の構成において、信号処理回路20から初期振幅A I T 4が1に固定された信号が、送信回路T X 4、アンテナ共用器S W 4を介してアンテナ素子A N T 4から送信され、他のアンテナ素子A N T 1、A N T 2、A N T 3で受信される。

このうち、アンテナ素子A N T 1、アンテナ共用器S W 1、受信回路R X 1を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの振幅変動量A R 1 4は、次の式(8-19)で表わされる。

$$AR14 = ATX4 * A14 * ARX1 \dots (8-19)$$

同様に、アンテナ素子A N T 2、アンテナ共用器S W 2、受信回路R X 2を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの振幅変動量A R 2 4は、次の式(8-20)で表わされる。

$$AR24 = ATX4 * A24 * ARX2 \dots (8-20)$$

同様に、アンテナ素子A N T 3、アンテナ共用器S W 3、受信回路R X 3を介して信号処理回路20で受信された信号の、送信から受信までの振幅変動量A R 3 4は、次の式(8-21)で表わされる。

$$AR34 = ATX4 * A34 * ARX3 \dots (8-21)$$

ここで、(8-19)式を(8-20)式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR14/AR24 &= ARX1/ARX2 * (A14/A24) \\ (ARX1/ARX2) &= (AR14/AR24) / (A14/A24) \\ \dots (8-22) \end{aligned}$$

同様に、(8-20)式を(8-21)式で除算すると、

$$AR24/AR34 = ARX2/ARX3 * (A24/A34)$$

$$(ARX2/ARX3) = (AR24/AR34) / (A24/A34) \\ \dots (8-23)$$

同様に、(8-19) 式を (8-21) 式で除算すると、

$$AR14/AR34 = ARX1/ARX3 * (A14/A34) \\ (ARX1/ARX3) = (AR14/AR34) / (A14/A34) \\ \dots (8-24)$$

⑤ アンテナ素子ANT1およびANT2の受信信号の振幅変動量の差 (ARX1/ARX2) を算出する：

上述の式 (8-16) および (8-22) の各々より (ARX1/ARX2) は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。なお、両式の右辺第1項は実測値から得ることができ、第2項については、アンテナ素子間隔から厳密な値を計算することができる。したがって、算出された両式の値の差が誤差しきい値以下の場合にのみ、測定ミスがないものとして以下の平均化処理を行なう。以後の平均化処理の説明についても同様である。

$$(ARX1/ARX2) = [\{ (AR14/AR24) / (A14/A24) \} + \{ (AR13/AR23) / (A13/A23) \}] / 2 \\ \dots (8-25)$$

上述のように、この式の右辺は実測値および予めアンテナ素子間隔から計算された値に基づいて求められるため、差分 (ARX1/ARX2) の値が算出される。

⑥ アンテナ素子ANT2およびANT3の受信信号の振幅変動量の差 (ARX2/ARX3) を算出する：

上述の式 (8-4) および (8-23) の各々より (ARX2/ARX3) は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$(ARX2/ARX3) = [\{ (AR21/AR31) / (A12/A13) \} + \{ (AR24/AR34) / (A24/A34) \}] / 2 \\ \dots (8-26)$$

この式の右辺は実測値および予めアンテナ素子間隔から計算した値に基づいて求められるため、差分 (ARX2/ARX3) の値が算出される。

⑦ アンテナ素子ANT3およびANT4の受信信号の振幅変動量の差 ($ARX3/ARX4$) を算出する:

上述の式 (8-5) および (8-11) の各々より ($ARX3/ARX4$) は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$(ARX3/ARX4) = [\{ (AR31/AR41) / (A13/A14) \} + \{ (AR32/AR42) / (A23/A24) \}] / 2 \quad \dots (8-27)$$

この式の右辺は実測値および予めアンテナ素子間隔から計算した値に基づいて求められるため、差分 ($ARX3/ARX4$) の値が算出される。

⑧ アンテナ素子ANT4およびANT1の受信信号の振幅変動量の差 ($ARX4/ARX1$) を算出する:

上述の式 (8-12) および (8-18) の各々より ($ARX4/ARX1$) は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$(ARX4/ARX1) = [\{ (AR42/AR12) / (A24/A12) \} + \{ (AR43/AR13) / (A34/A13) \}] / 2 \quad \dots (8-28)$$

この式の右辺は実測値および予めアンテナ素子間隔から計算した値に基づいて求められるため、差分 ($ARX4/ARX1$) の値が算出される。

⑨ 受信応答ベクトルを求める:

4つの伝送系のそれぞれアンテナ素子による受信信号の振幅変動量を $AR(1) = ARX1$, $AR(2) = ARX2$, $AR(3) = ARX3$, $AR(4) = ARX4$ と表わすと、 $AR(1)$, $AR(2)$, $AR(3)$, $AR(4)$ を成分とするベクトル AR が振幅データの受信応答ベクトルである。

上述の (8-25) 式～(8-28) 式で求めたように、それぞれの振幅変動量の差分は、実測値等により ($ARX1/ARX2$), ($ARX2/ARX3$), ($ARX3/ARX4$), ($ARX4/ARX1$) の値として具体的に算出されているが、個々の振幅変動量 $AR(1)$, $AR(2)$, $AR(3)$, $AR(4)$ の値を知るには情報が不足している。

そこで、どれか1つの伝送系の振幅変動量、たとえば $AR(1)$ を基準値1と

おくことにより、上述の各差分の算出値から残りの伝送系の振幅変動量を個々に算出することが可能となる。すなわち、たとえば $R(1) = 1$ とおけば、

$$AR(1) / AR(2) = (ARX1 / ARX2) \text{ より}$$

$AR(2) = AR(1) / (ARX1 / ARX2)$ となり、上記差分の実測値に基づいて $AR(2)$ の値が算出される。

$$\text{同様に、} AR(2) / AR(3) = (ARX2 / ARX3) \text{ より}$$

$AR(3) = AR(2) / (ARX2 / ARX3)$ となり、上記差分の実測値に基づいて $AR(3)$ の値が算出される。

$$\text{同様に、} AR(3) / AR(4) = (ARX3 / ARX4) \text{ より}$$

$AR(4) = AR(3) / (ARX3 / ARX4)$ となり、上記差分の実測値に基づいて $AR(4)$ の値が算出される。

以上のように、いずれか1つの伝送系の振幅変動量を1とおくことにより、他の伝送系の振幅変動量が個々に求まり、その結果、振幅データの受信応答ベクトルが得られることになる。

ここで、上述の測定結果にミスがないかを検査するいくつかの方法について説明する。

(i) まず、 $AR(4) / AR(1) = (ARX4 / ARX1)$ であるが、 $AR(1) = 1$ とおいているため、測定が正しく行なわれていれば、本来的に $AR(4) / (ARX4 / ARX1)$ はほぼ1となるはずである。

したがって、 $r_{tmp} = |AR(4) / (ARX4 / ARX1) - 1|$ とおき、もしも r_{tmp} が誤差しきい値以上であれば、測定にミスがあったものと判断される。

(ii) 次に、上述の(8-10)式および(8-24)式の平均をとることにより、アンテナ素子ANT1およびANT3の振幅変動量の差 $(ARX1 / ARX3)$ を求める。

$$(ARX1 / ARX3) = [\{ (AR12 / AR32) / (A12 / A23) \} + \{ (AR14 / AR34) / (A14 / A34) \}] / 2$$

ここで、 $A12 = A23 = A34 = A14$ が成り立つため、

$$(ARX1 / ARX3) = \{ (AR12 / AR32) + (AR14 / AR34) \} / 2$$

4) } / 2

この式の右辺は実測値から求められるため、(ARX1/ARX3)の値が算出される。

ここで、 $AR(1)/AR(3) = (ARX1/ARX3)$ であるが、測定が正しく行なわれていれば、本来的に、 $\{AR(1)/AR(3)\} / (ARX1/ARX3)$ はほぼ1となるはずである。

したがって、 $r_{tmp} = |\{AR(1)/AR(3)\} / (ARX1/ARX3) - 1|$ とおき、もしも r_{tmp} が誤差しきい値以上であれば、測定にミスがあったものと判断される。

(iii) 次に、上述の(8-17)式および(8-6)式の平均をとることにより、アンテナ素子ANT2およびANT4の振幅変動量の差(ARX2/ARX4)を求める。

$$(ARX2/ARX4) = [\{ (AR23/AR43) / (A23/A34) \} + \{ (AR21/AR41) / (A12/A14) \}] / 2$$

ここで、 $A12=A23=A34=A14$ が成り立つため、

$$(ARX2/ARX4) = \{ (AR23/AR43) + (AR21/AR41) \} / 2$$

この式の右辺は実測値から求められるため、(ARX2/ARX4)の値が算出される。

ここで、 $AR(2)/AR(4) = (ARX2/ARX4)$ であるが、測定が正しく行なわれていれば、本来的に、

$\{AR(2)/AR(4)\} / (ARX2/ARX4)$ はほぼ1となるはずである。

したがって、 $r_{tmp} = |\{AR(2)/AR(4)\} / (ARX2/ARX4) - 1|$ とおき、もしも r_{tmp} が誤差しきい値以上であれば、測定にミスがあったものと判断される。

(2) 送信応答ベクトルの測定方法

次に送信応答ベクトルの測定方法について説明する。

① アンテナ素子ANT1およびANT2の送信信号の振幅変動量の差(A

TX1/ATX2)を算出する:

前述の(8-2)式を(8-8)式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR31/AR32 &= ATX1/ATX2 * (A13/A23) \\ (ATX1/ATX2) &= (AR31/AR32) / (A13/A23) \\ &\dots (8-29) \end{aligned}$$

同様に、(8-3)式を(8-9)式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR41/AR42 &= ATX1/ATX2 * (A14/A24) \\ (ATX1/ATX2) &= (AR41/AR42) / (A14/A24) \\ &\dots (8-30) \end{aligned}$$

これらの式(8-29)および(8-30)の各々より(ATX1/ATX2)は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$\begin{aligned} (ATX1/ATX2) &= [\{ (AR31/AR32) / (A13/A23) \} + \{ (AR41/AR42) / (A14/A24) \}] / 2 \\ &\dots (8-31) \end{aligned}$$

この式の右辺は実測値および予めアンテナ素子間隔から計算した値に基づいて求められるため差分(ATX1/ATX2)の値が算出される。

② アンテナ素子ANT2およびANT3の送信信号の振幅変動量の差(ATX2/ATX3)を算出する:

前述の(8-7)式を(8-13)式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR12/AR13 &= ATX2/ATX3 * (A12/A13) \\ (ATX2/ATX3) &= (AR12/AR13) / (A12/A13) \\ &\dots (8-32) \end{aligned}$$

同様に、(8-9)式を(8-15)式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR42/AR43 &= ATX2/ATX3 * (A24/A34) \\ (ATX2/ATX3) &= (AR42/AR43) / (A24/A34) \\ &\dots (8-33) \end{aligned}$$

これらの式(8-32)および(8-33)の各々より(ATX2/ATX3)は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$(ATX2/ATX3) = [\{ (AR12/AR13) / (A12/A13) \} + \{ (AR42/AR43) / (A24/A34) \}] / 2$$

$$\} + \{ (AR42/AR43) / (A24/A34) \}] / 2$$

この式の右辺は実測値および予めアンテナ素子間隔から計算した値に基づいて求められるため差分 (ATX2/AX3) の値が算出される。

③ アンテナ素子ANT3およびANT4の送信信号の振幅変動量の差 (ATX3/ATX4) を算出する：

前述の (8-13) 式を (8-19) 式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR13/AR14 &= ATX3/ATX4 * (A13/A14) \\ (ATX3/ATX4) &= (AR13/AR14) / (A13/A14) \\ &\dots (8-35) \end{aligned}$$

同様に、(8-14) 式を (8-20) 式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR23/AR24 &= ATX3/ATX4 * (A23/A24) \\ (ATX3/ATX4) &= (AR23/AR24) / (A23/A24) \\ &\dots (8-36) \end{aligned}$$

これらの式 (8-35) および (8-36) の各々より (ATX3/ATX4) は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$\begin{aligned} (ATX3/ATX4) &= [\{ (AR13/AR14) / (A13/A14) \} \\ &\quad + \{ (AR23/AR24) / (A23/A24) \}] / 2 \\ &\dots (8-37) \end{aligned}$$

この式の右辺は実測値および予めアンテナ素子間隔から計算した値に基づいて求められるため差分 (ATX3/ATX4) の値が算出される。

④ アンテナ素子ANT4およびANT1の送信信号の振幅変動量の差 (ATX4/ATX1) を算出する：

前述の (8-20) 式を (8-1) 式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR24/AR21 &= ATX4/ATX1 * (A24/A12) \\ (ATX4/ATX1) &= (AR24/AR21) / (A24/A12) \\ &\dots (8-38) \end{aligned}$$

同様に、(8-21) 式を (8-2) 式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR34/AR31 &= ATX4/ATX1 * (A34/A13) \\ (ATX4/ATX1) &= (AR34/AR31) / (A34/A13) \end{aligned}$$

… (8-39)

これらの式 (8-38) および (8-39) の各々より (ATX4/ATX1) は求まるが、より精度を向上させるため、両式の平均をとる。

$$(ATX4/ATX1) = [\{ (AR24/AR21) / (A24/A12) \} + \{ (AR34/AR31) / (A34/A13) \}] / 2$$

… (8-40)

この式の右辺は実測値および予めアンテナ素子間隔から計算した値に基づいて求められるため差分 (ATX4/ATX1) の値が算出される。

⑤ 送信応答ベクトルを求める：

4つの伝送系のそれぞれのアンテナ素子による送信信号の振幅変動量 AT (1) = ATX1, AT (2) = ATX2, AT (3) = ATX3, AT (4) = ATX4 と表わすと、(AT (1), AT (2), AT (3), AT (4)) を成分とするベクトル AT が振幅データの送信応答ベクトルである。

上述の式 (8-31), (8-34), (8-37), (8-40) で求めたように、それぞれの振幅変動量の差分は、実測値により (ATX1/ATX2), (ATX2/ATX3), (ATX3/ATX4), (ATX4/ATX1) の値として具体的に算出されているが、個々の振幅変動量 AT (1), AT (2), AT (3), AT (4) の値を知るには情報が不足している。

そこで、いずれか1つの伝送系の振幅変動量、たとえば AT (1) を基準値1とおくことにより、上述の各差分の算出値から残りの伝送系の振幅変動量を個々に算出することが可能となる。すなわち、たとえば AT (1) = 1 とおけば、

$$AT (1) / AT (2) = (ATX1/ATX2) \text{ より}$$

AT (2) = AT (1) / (ATX1/ATX2) となり、上記差分の実測値に基づいて AT (2) の値が算出される。

$$\text{同様に } AT (2) / AT (3) = (ATX2/ATX3) \text{ より}$$

AT (3) = AT (2) / (ATX2/ATX3) となり、上記差分の実測値に基づいて AT (3) の値が算出される。

$$\text{同様に } AT (3) / AT (4) = (ATX3/ATX4) \text{ より}$$

$$AT (4) = AT (3) / (ATX3/ATX4) \text{ となり、上記差分の実測値}$$

に基づいてAT (4) の値が算出される。

以上のように、いずれか1つの伝送系の振幅変動量を1とおくことにより、他の伝送系の振幅変動量が個々に求まり、その結果、振幅データの送信応答ベクトルが得られることになる。

ここで、上述の測定結果にミスがないかを検査するいくつかの方法について説明する。

(i) まず、 $AT(4)/AT(1) = (ATX4/AT1)$ であるが、 $AT(1) = 1$ とおいているため、測定が正しく行なわれていれば、本来的に $AT(4)/(ATX4/ATX1)$ はほぼ1となるはずである。

したがって、 $r_{tmp} = |AT(4)/(ATX4/ATX1) - 1|$ とおき、もしも r_{tmp} が誤差しきい値以上であれば、測定ミスがあったものと判断する。

(ii) 次に、アンテナ素子ANT1およびANT3の振幅変動量の差 ($ATX1/ATX3$) を求める。

まず、(8-1) 式を (8-14) 式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR21/AR23 &= ATX1/ATX3 * (A12/A23) \\ (ATX1/ATX3) &= (AR21/AR23) / (A12/A23) \\ &\dots (8-41) \end{aligned}$$

同様に、(8-3) 式を (8-15) 式で除算すると、

$$\begin{aligned} AR41/AR43 &= ATX1/ATX3 * (A14/A34) \\ (ATX1/ATX3) &= (AR41/AR43) / (A14/A34) \\ &\dots (8-42) \end{aligned}$$

これら (8-41) 式および (8-42) 式の平均をとることにより、

$$(ATX1/ATX3) = [\{ (AR21/AR23) / (A12/A23) \} + \{ (AR41/AR43) / (A14/A34) \}] / 2$$

ここで $A12 = A23 = A34 = A14$ が成り立つため、

$$(ATX1/ATX3) = \{ (AR21/AR23) + (AR41/AR43) \} / 2$$

この式の右辺は実測値から求められるため ($ATX1/ATX3$) の値が算出

される。

ここで、 $AT(1)/AT(3) = (ATX1/ATX3)$ であるが、測定が正しく行なわれていれば、本来的に、

$\{AT(1)/AT(3)\} / (ATX1/ATX3)$ はほぼ1となるはずである。したがって、 $r_{tmp} = |\{AT(1)/AT(3)\} / (ATX1/ATX3) - 1|$ とおき、もしも r_{tmp} が誤差しきい値以上であれば、測定にミスがあったものと判断される。

(iii) 次に、アンテナ素子ANT2およびANT4の振幅変動量の差 ($ATX2/ATX4$) を求める。

まず、(8-7) 式を (8-19) 式で除算すると、

$$AR12/AR14 = ATX2/ATX4 * (A12/A14)$$

$$(ATX2/ATX4) = (AR12/AR14) / (A12/A14) \quad \dots (8-43)$$

同様に、(8-8) 式を (8-21) 式で除算すると、

$$AR32/AR34 = ATX2/ATX4 * (A23/A34)$$

$$(ATX2/ATX4) = (AR32/AR34) / (A23/A34) \quad \dots (8-44)$$

これら (8-43) 式および (8-44) 式の平均をとることにより

$$(ATX2/ATX4) = [\{ (AR12/AR14) / (A12/A14) \} + \{ (AR32/AR34) / (A23/A34) \}] / 2$$

ここで、 $A12 = A23 = A34 = A14$ が成り立つため、

$$(ATX2/ATX4) = \{ (AR12/AR14) + (AR32/AR34) \} / 2$$

この式の右辺は実測値から求められるため ($ATX2/ATX4$) の値が算出される。

ここで、 $AT(2)/AT(4) = (ATX2/ATX4)$ であるが、測定が正しく行なわれていれば、本来的に、

$\{AT(2)/AT(4)\} / (ATX2/ATX4)$ はほぼ1となるはずである。

したがって $r_{tmp} = | \{ AT(2) / AT(4) \} / (ATX2 / ATX4) - 1 |$ とおき、もしも r_{tmp} が誤差しきい値以上であれば、測定にミスがあったものと判断される。

(3) キャリブレーション

前述のように算出した受信応答ベクトル AR の振幅変動量 $AR(1)$, $AR(2)$, $AR(3)$, $AR(4)$ から、送信応答ベクトル AT の振幅変動量 $AT(1)$, $AT(2)$, $AT(3)$, $AT(4)$ をそれぞれ減算することにより、対応する伝送系ごとに振幅変動量の受信時と送信時との差、すなわち振幅補正量を算出することができる。

信号処理回路 20 は、このようにして伝送系ごとに算出された振幅補正量により、たとえば送信信号の初期振幅を予め調整することにより、振幅変動量のキャリブレーションを実行する。

以上のように、この発明によれば、複数の伝送系を含む無線装置において、それぞれの伝送系において送信した既知の信号と測定された受信信号とに基づいて当該伝送系の伝送特性に関する情報を推定するように構成したので、特別な測定回路を別途設けることなく簡単かつ安価な構成で、各伝送系の受信回路と送信回路との間の伝送特性のキャリブレーションを行なうことができる。

【図面の簡単な説明】

図 1 は、この発明によるアダプティブアレイ無線基地局の第 1 の基本構成の要部を示す概略ブロック図である。

図 2 は、この発明によるアダプティブアレイ無線基地局の第 1 の基本構成の変形例を示す概略ブロック図である。

図 3 は、この発明によるアダプティブアレイ無線基地局の第 2 の基本構成の要部を示す概略ブロック図である。

図 4 は、この発明によるアダプティブアレイ無線基地局の第 2 の基本構成の変形例を示す概略ブロック図である。

図 5 は、第 1 および第 2 の基本構成の各部における信号の位相回転量および振幅変動量を示した図である。

図 6 は、この発明の第 1 の基本構成によるアダプティブアレイ無線基地局にお

けるキャリブレーション時の信号の送受信の態様を示す模式図である。

図 7 は、第 1 の基本構成の動作の前半を示すフロー図である。

図 8 は、第 1 の基本構成の動作の後半を示すフロー図である。

図 9 は、第 1 の基本構成の変形例の動作の前半を示すフロー図である。

図 10 は、第 1 の基本構成の変形例の動作の後半を示すフロー図である。

図 11 は、この発明の第 1 の基本構成の変形例を示す概略ブロック図である。

図 12 は、図 11 に示した変形例の動作を示すフロー図である。

図 13 は、この発明の第 1 の基本構成のさらなる変形例を示す概略ブロック図である。

図 14 は、図 13 に示した変形例の動作を示すフロー図である。

図 15 は、この発明の第 1 の基本構成の実施の形態 1 を示すブロック図である。

。 図 16 は、図 15 に示した実施の形態 1 の動作を示すフロー図である。

図 17 は、この発明の第 1 の基本構成の実施の形態 2 を示すブロック図である。

。 図 18 は、図 17 に示した実施の形態 2 の動作を示すフロー図である。

図 19 は、この発明の第 2 の基本構成によるアダプティブアレイ無線基地局におけるキャリブレーション時の信号の送受信の態様を示す模式図である。

図 20 は、第 2 の基本構成の動作の前半を示すフロー図である。

図 21 は、第 2 の基本構成の動作の後半を示すフロー図である。

図 22 は、第 2 の基本構成の変形例の動作の前半を示すフロー図である。

図 23 は、第 2 の基本構成の変形例の動作の後半を示すフロー図である。

図 24 は、この発明の第 2 の基本構成の変形例を示す概略ブロック図である。

図 25 は、図 24 に示した変形例の動作の前半を示すフロー図である。

図 26 は、図 24 に示した変形例の動作の後半を示すフロー図である。

図 27 は、この発明の第 2 の基本構成のさらなる変形例を示す概略ブロック図である。

図 28 は、図 27 に示した変形例の動作の前半を示すフロー図である。

図 29 は、図 27 に示した変形例の動作の後半を示すフロー図である。

図 3 0 は、この発明の第 2 の基本構成の実施の形態 3 を示すブロック図である。

図 3 1 は、図 3 0 に示した実施の形態 3 の動作を示すフロー図である。

図 3 2 は、この発明の第 2 の基本構成の実施の形態 4 を示すブロック図である。

図 3 3 は、図 3 2 に示した実施の形態 4 の動作を説明するフロー図である。

図 3 4 は、この発明の実施の形態 5 の具体的な回路構成を示すブロック図である。

図 3 5 は、図 3 4 に示した実施の形態 5 の動作を示すフロー図である。

図 3 6 は、図 3 5 の動作の計算ルーチンを示すフロー図である。

図 3 7 は、この発明の実施の形態 6 の具体的な回路構成を示すブロック図である。

図 3 8 は、この発明の実施の形態 7 の具体的な回路構成を示すブロック図である。

図 3 9 は、この発明の実施の形態 6 および 7 の動作を包括的に示すフロー図である。

図 4 0 は、図 3 9 の動作の計算ルーチンを示すフロー図である。

図 4 1 は、図 3 9 の動作の計算ルーチンを示すフロー図である。

図 4 2 は、この発明の実施の形態 8 の具体的な回路構成を示すブロック図である。

図 4 3 は、この発明の実施の形態 9 の具体的な回路構成を示すブロック図である。

図 4 4 は、図 3 9 の動作の計算ルーチンを示すフロー図である。

図 4 5 は、図 3 9 の動作の計算ルーチンを示すフロー図である。

図 4 6 は、この発明の実施の形態 1 0 の具体的な回路構成を示すブロック図である。

図 4 7 は、図 4 6 に示した実施の形態 1 0 の動作を示すフロー図である。

図 4 8 は、この発明の実施の形態 1 1 の具体的な回路構成を示すブロック図である。

図 4 9 は、この発明の実施の形態 1 2 の具体的な回路構成を示すブロック図である。

図 5 0 は、この発明の実施の形態 1 1 および 1 2 の動作を包括的に示すフロー図である。

図 5 1 は、この発明の実施の形態 1 3 の具体的な回路構成を示すブロック図である。

図 5 2 は、この発明の実施の形態 1 4 の具体的な回路構成を示すブロック図である。

図 5 3 は、この発明の実施の形態 1 5 の具体的な回路構成を示すブロック図である。

図 5 4 は、図 5 3 に示した実施の形態 1 5 の計算ルーチンを示すフロー図である。

図 5 5 は、この発明の実施の形態 1 6 の具体的な回路構成を示すブロック図である。

図 5 6 は、この発明の実施の形態 1 7 の動作の前半を説明するフロー図である。

図 5 7 は、図 5 6 の動作の計算ルーチンを示すフロー図である。

図 5 8 は、この発明の実施の形態 1 8 の動作の前半を示すフロー図である。

図 5 9 は、この発明の実施の形態 1 8 の動作の後半を示すフロー図である。

図 6 0 は、この発明の実施の形態 1 8 の変形例の動作の前半を示すフロー図である。

図 6 1 は、この発明の実施の形態 1 8 の変形例の動作の後半を示すフロー図である。

図 6 2 は、この発明の実施の形態 1 9 の動作の後半を示すフロー図である。

図 6 3 は、この発明の実施の形態 2 0 の動作の前半を示すフロー図である。

図 6 4 は、この発明の実施の形態 2 0 の動作の後半を示すフロー図である。

図 6 5 は、この発明の実施の形態 2 1 の具体的な回路構成を示すブロック図である。

図 6 6 は、この発明の第 3 の基本構成の実施の形態 2 3 を示すブロック図であ

る。

図 6 7 は、この発明の第 3 の基本構成の実施の形態 2 4 を示すブロック図である。

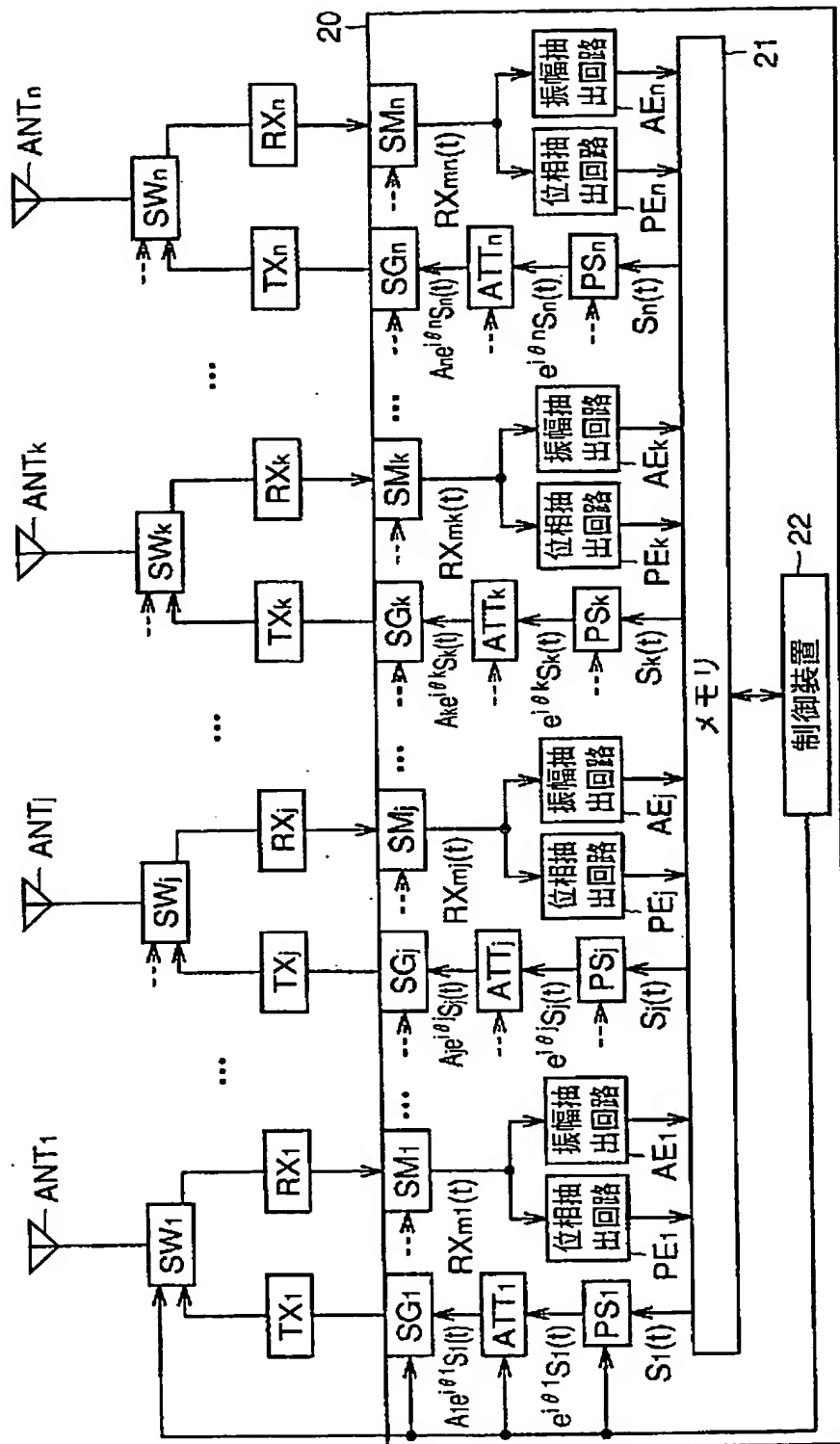
図 6 8 は、アダプティブアレイ無線基地局の基本動作を概念的に示す模式図である。

図 6 9 は、アダプティブアレイ無線基地局の構成を示す概略ブロック図である。

図 7 0 は、携帯電話機の電波信号のフレーム構成を示す概略図である。

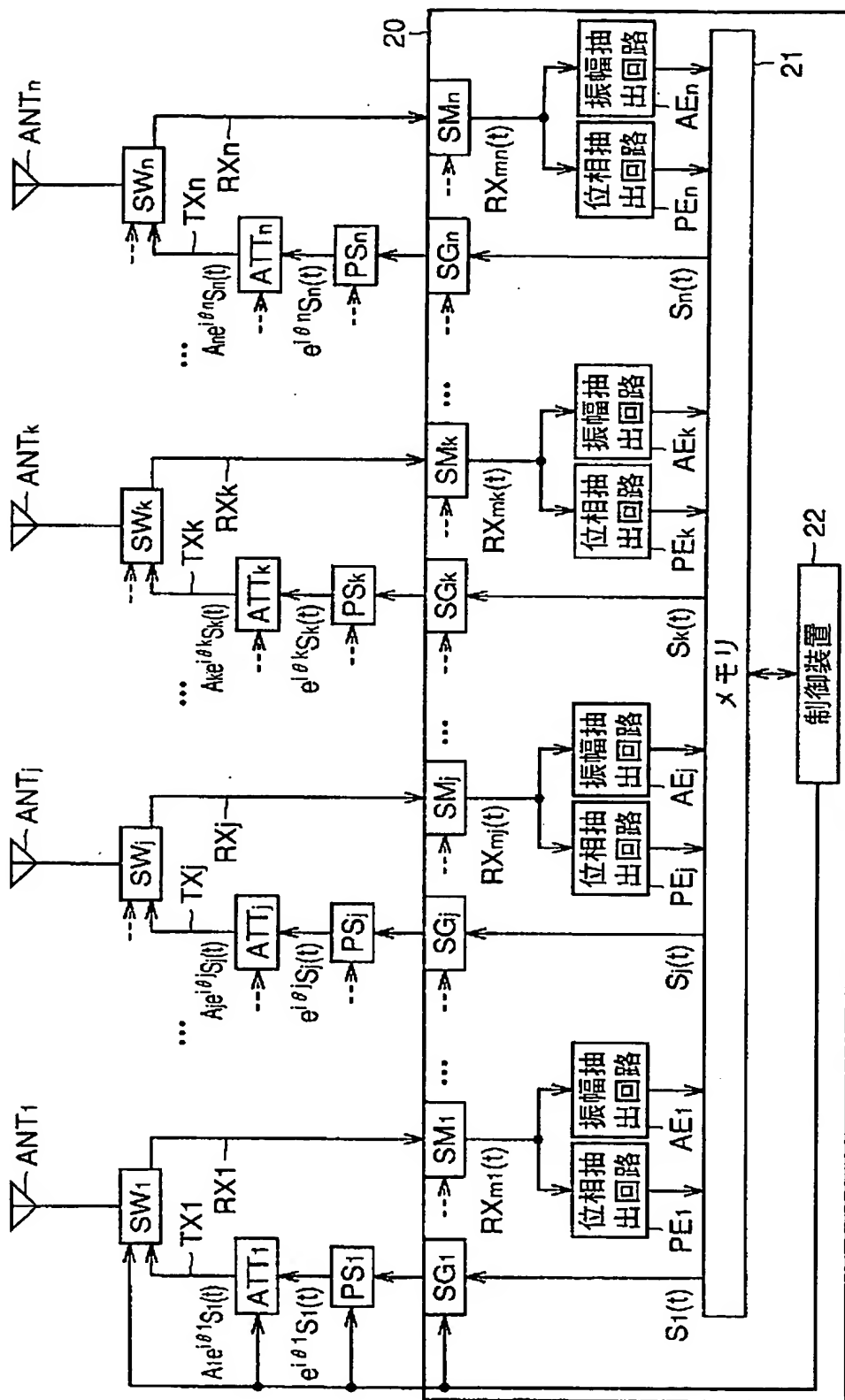
図 7 1 は、アダプティブアレイ無線基地局とユーザとの間の電波信号の授受をイメージ化した模式図である。

FIG. 1

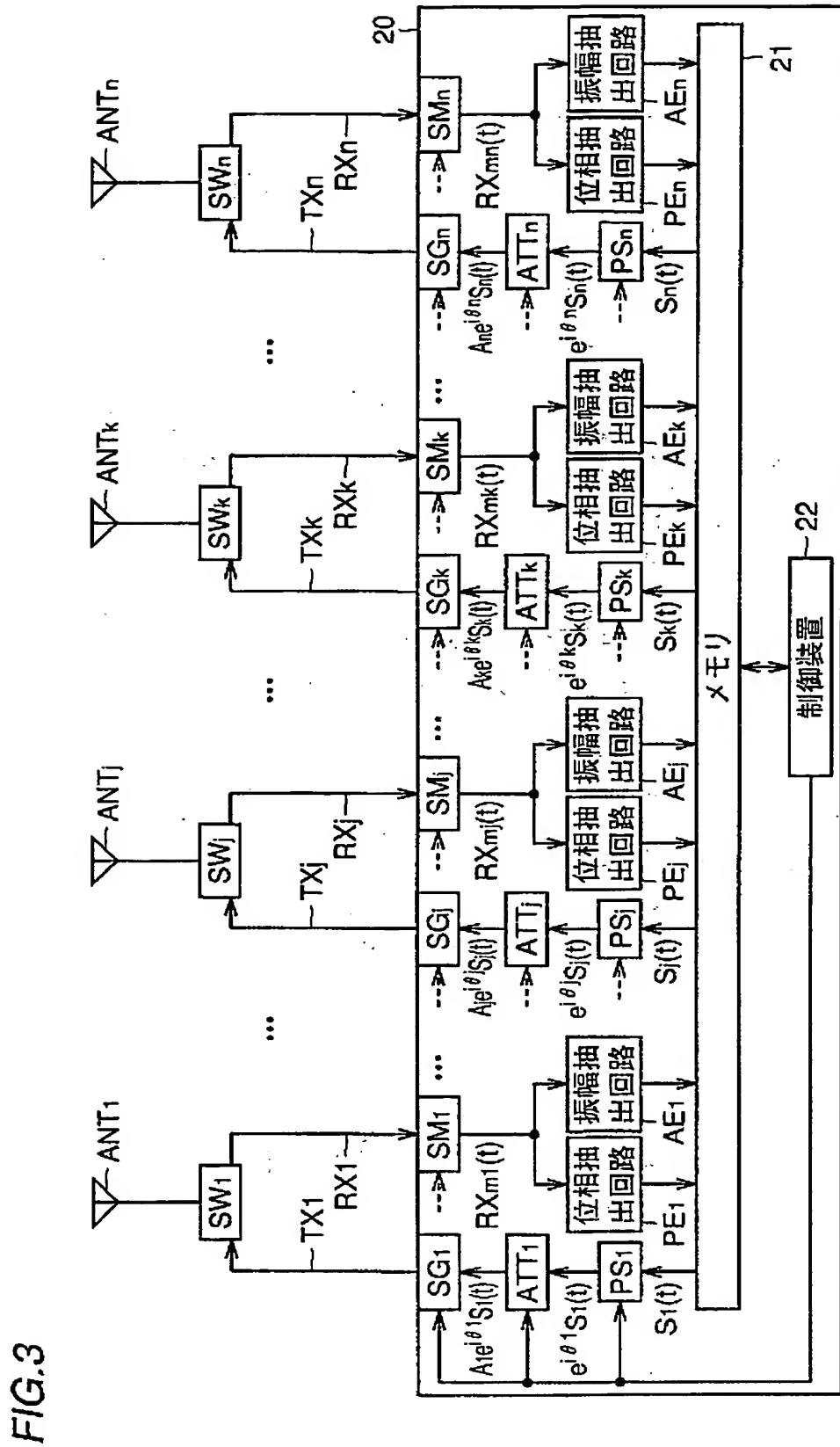


【図2】

FIG.2

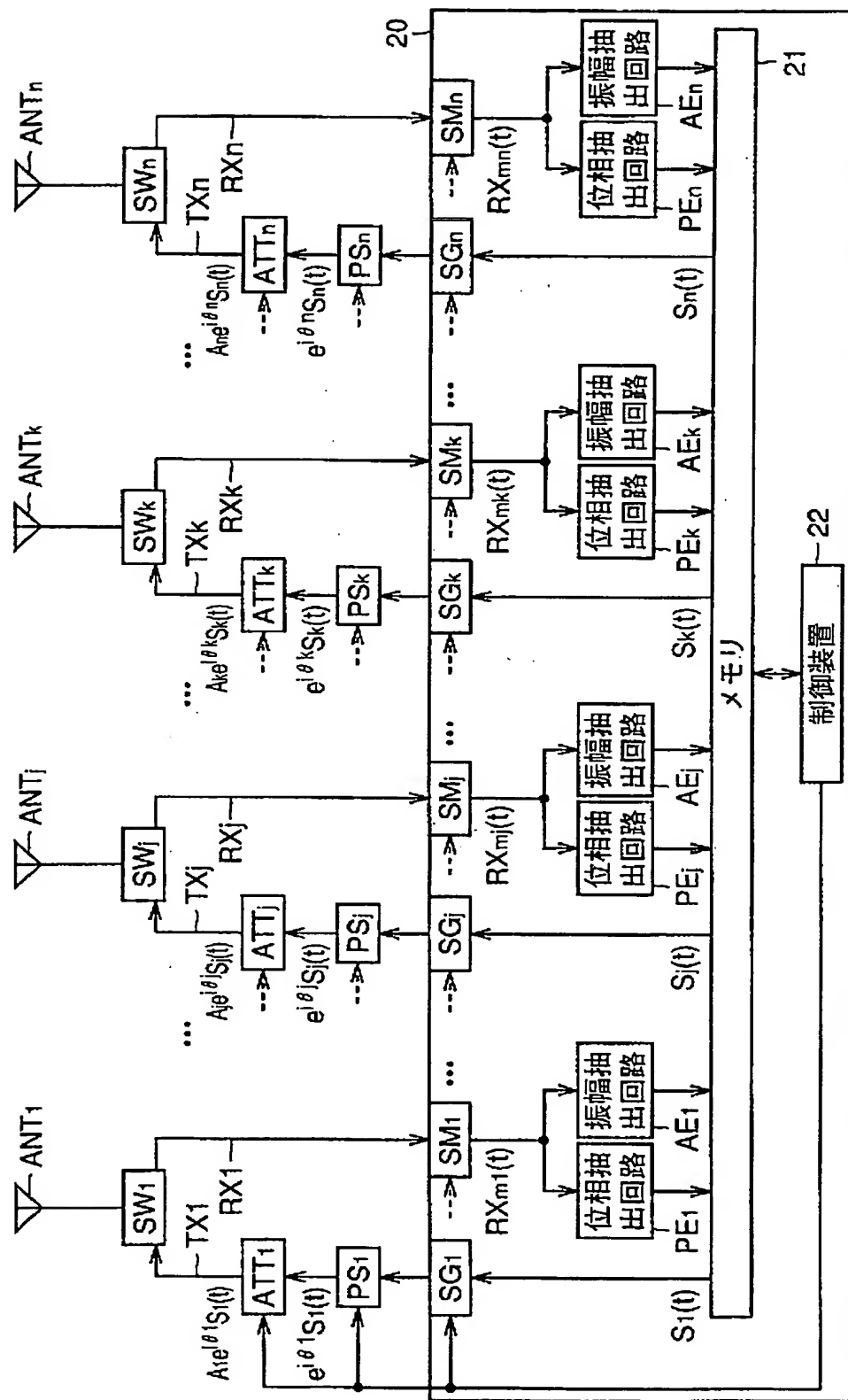


【図3】



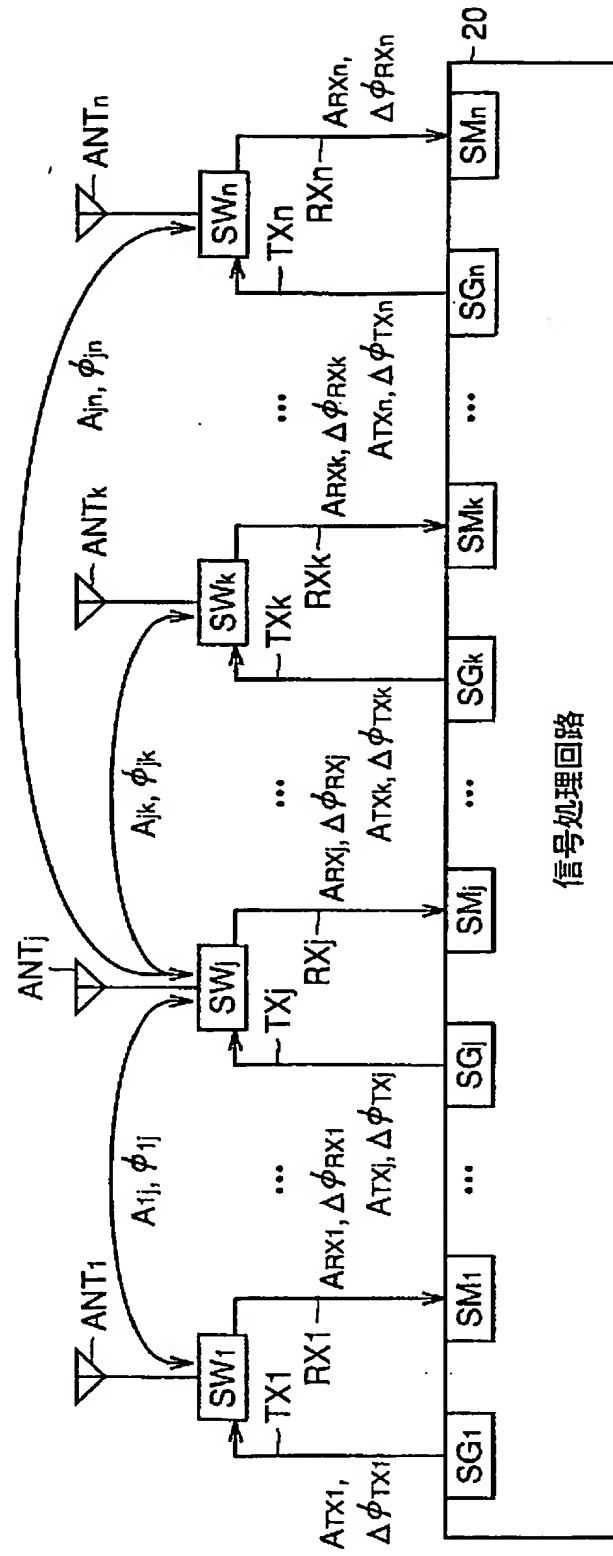
【図4】

FIG.4



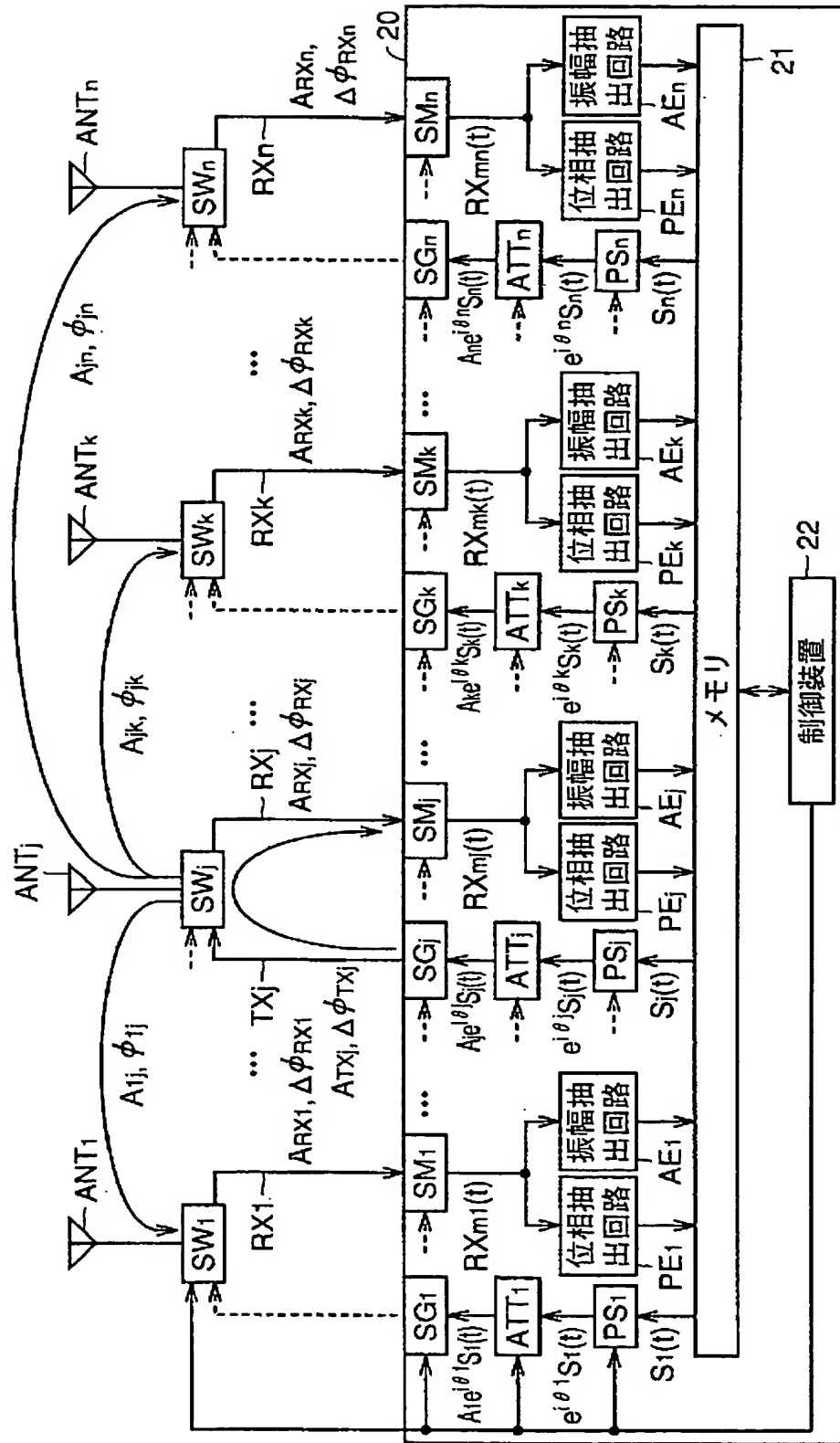
【图5】

FIG.5



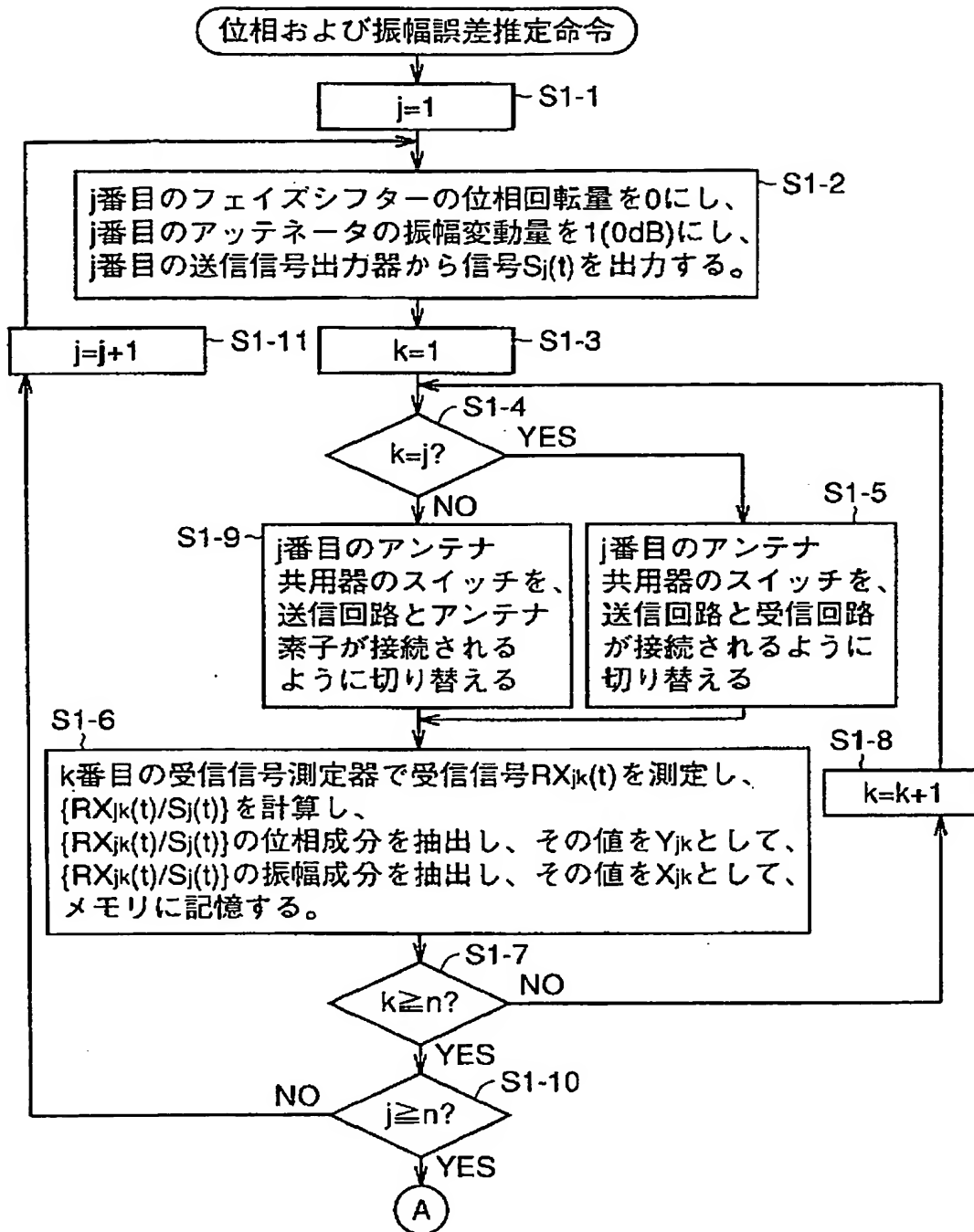
【図6】

FIG.6



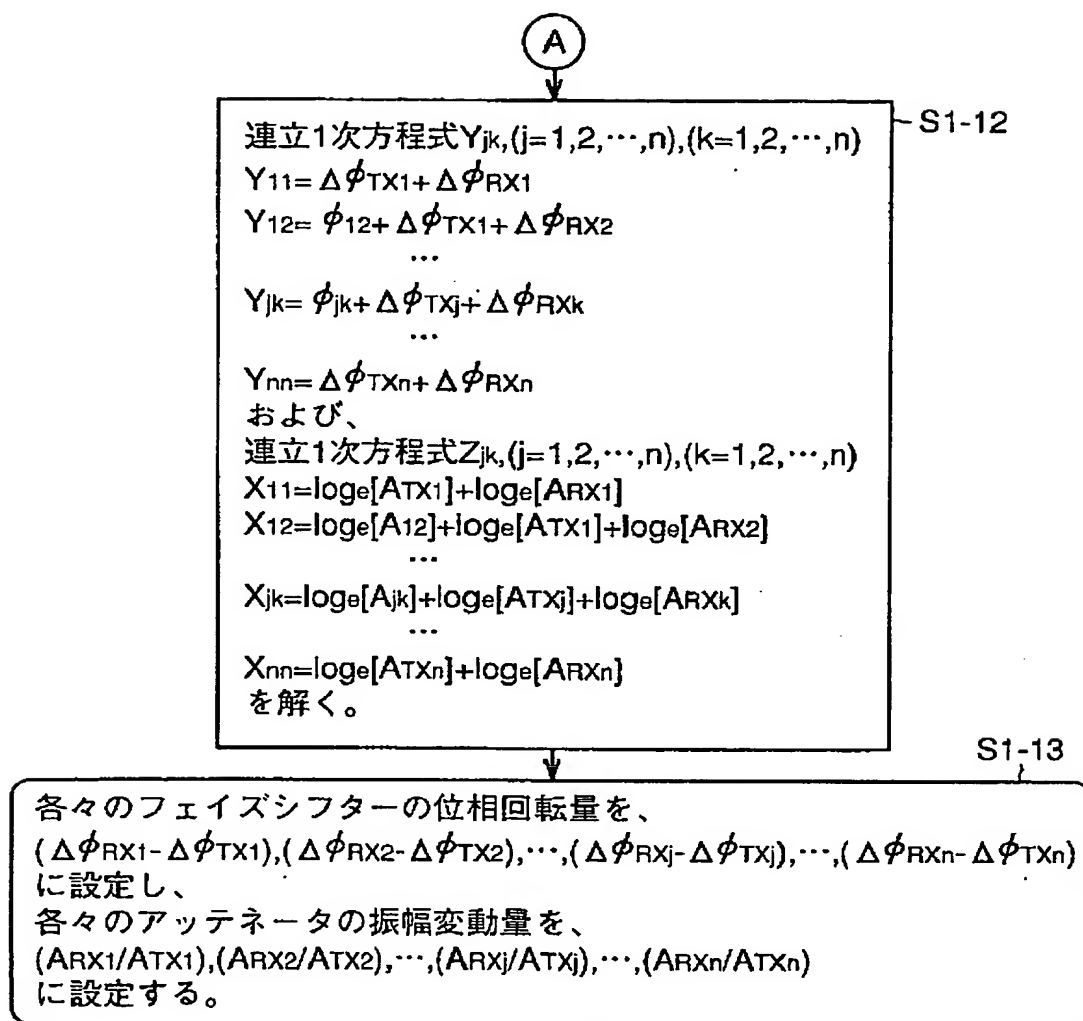
【図7】

FIG.7



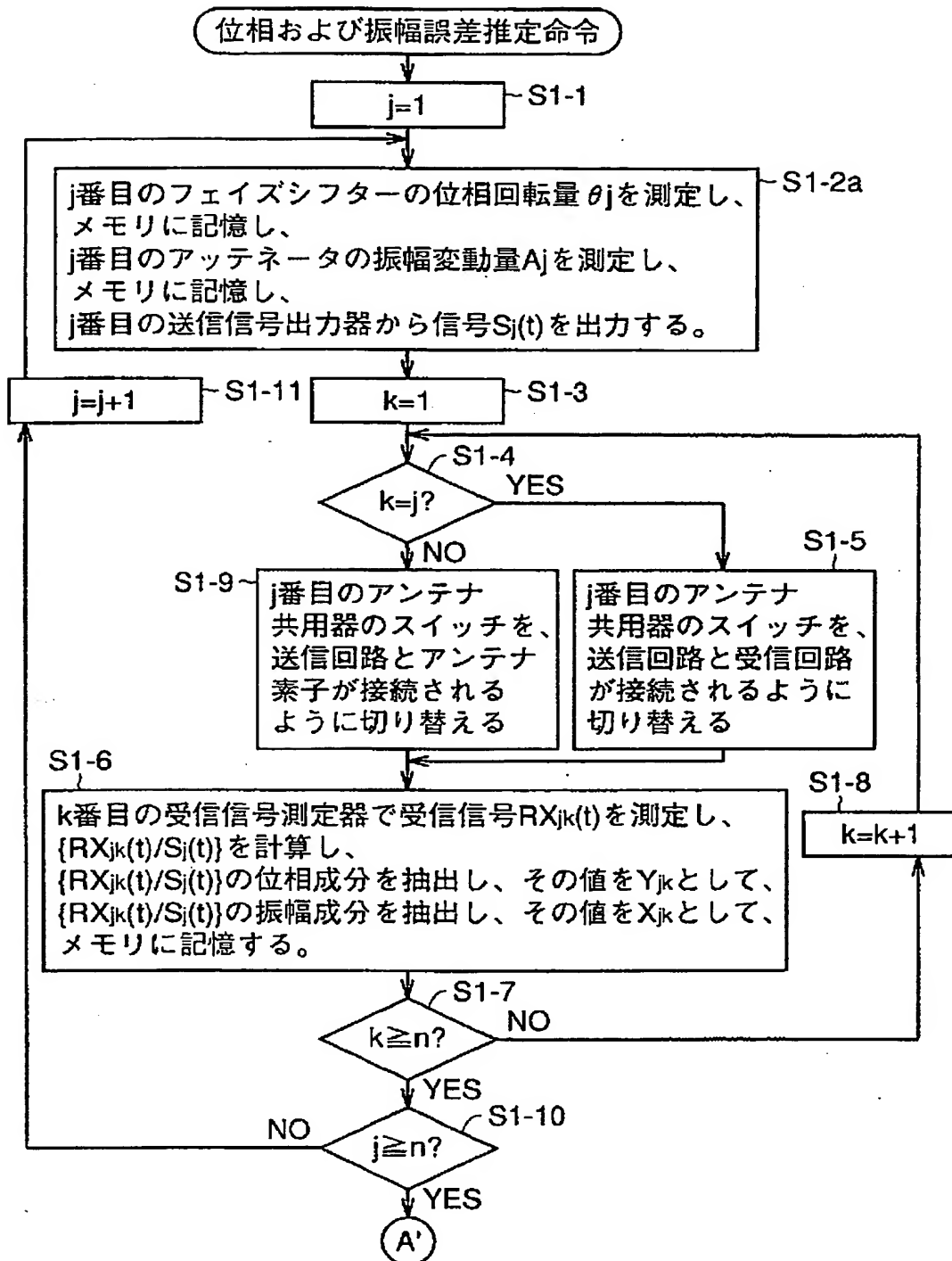
【図8】

FIG.8



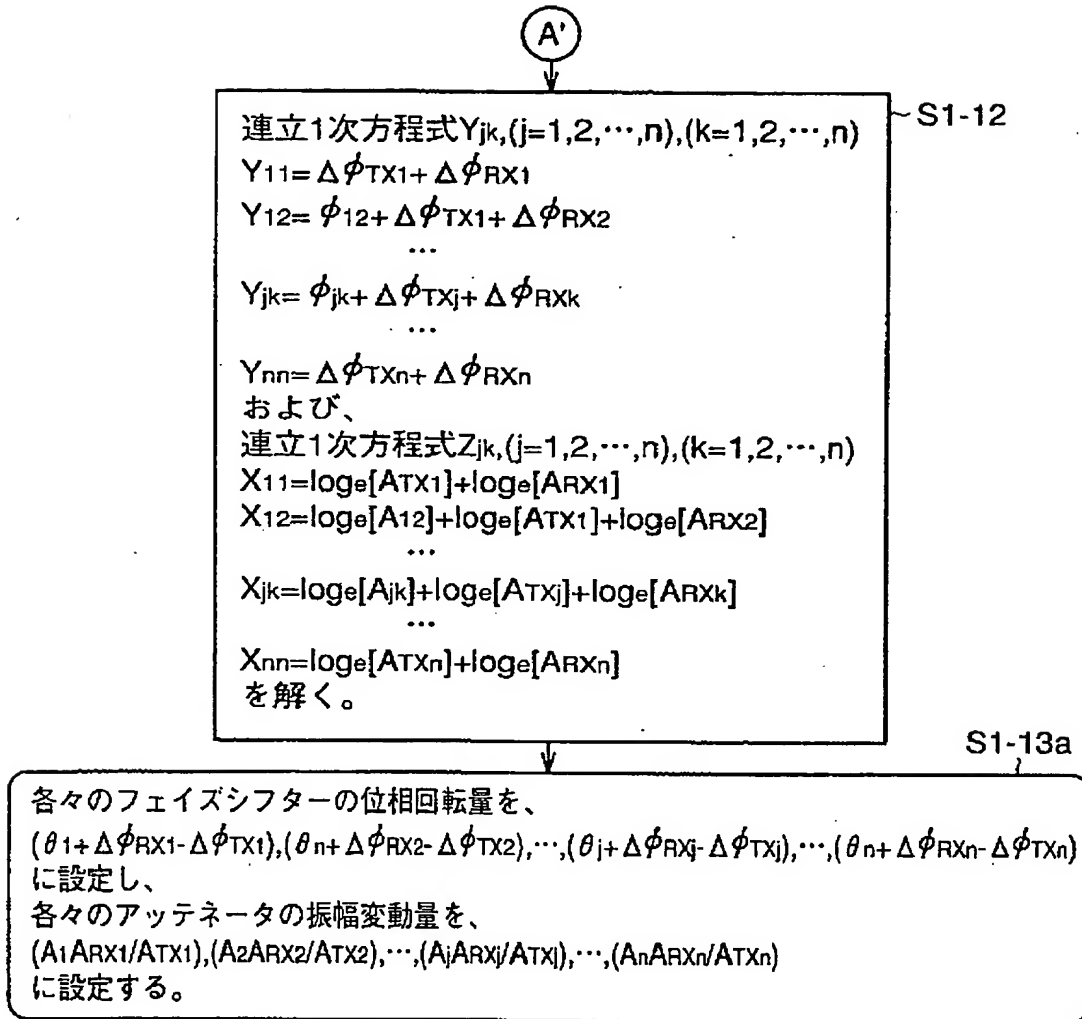
【図9】

FIG.9



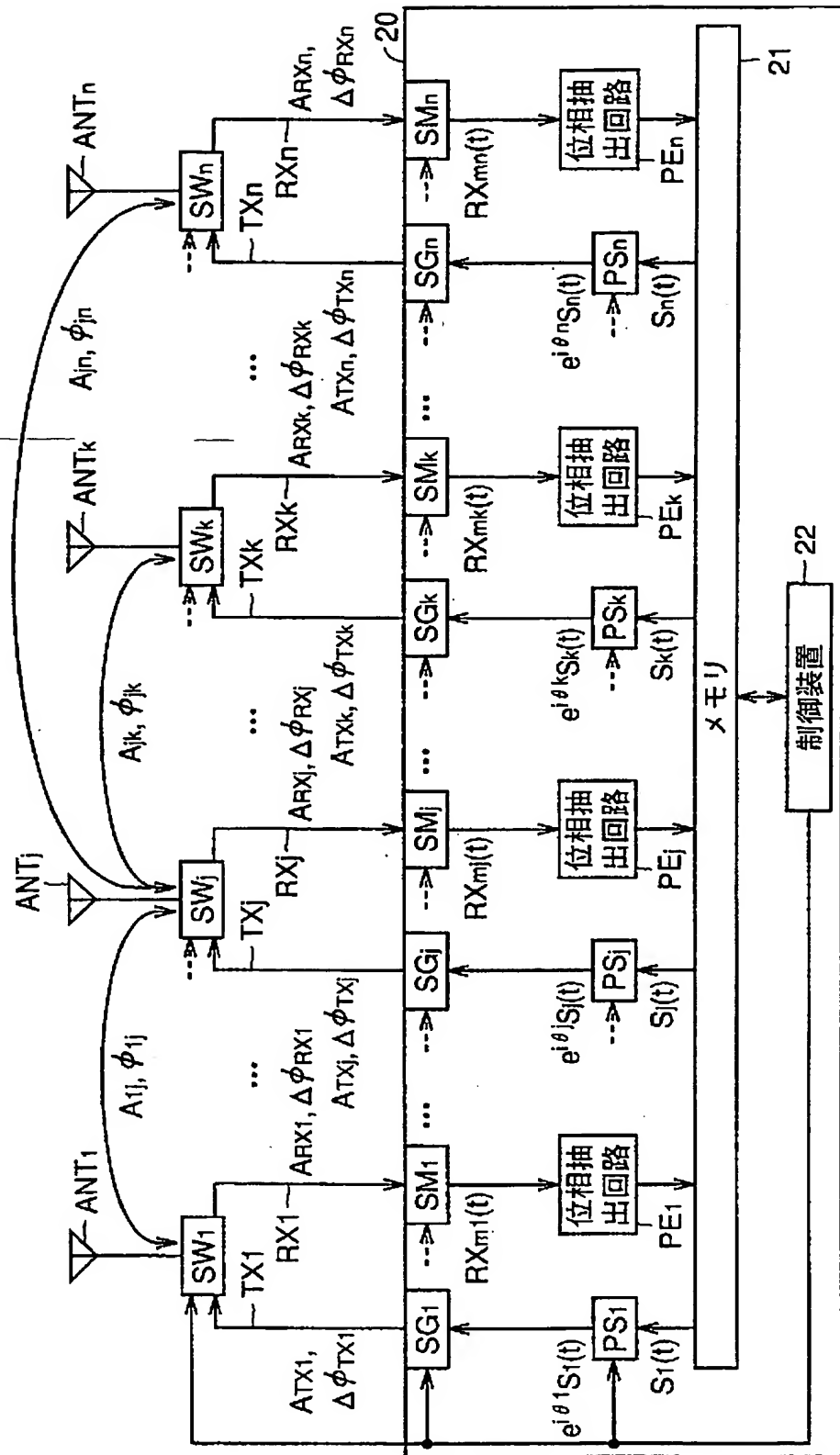
【図10】

FIG. 10



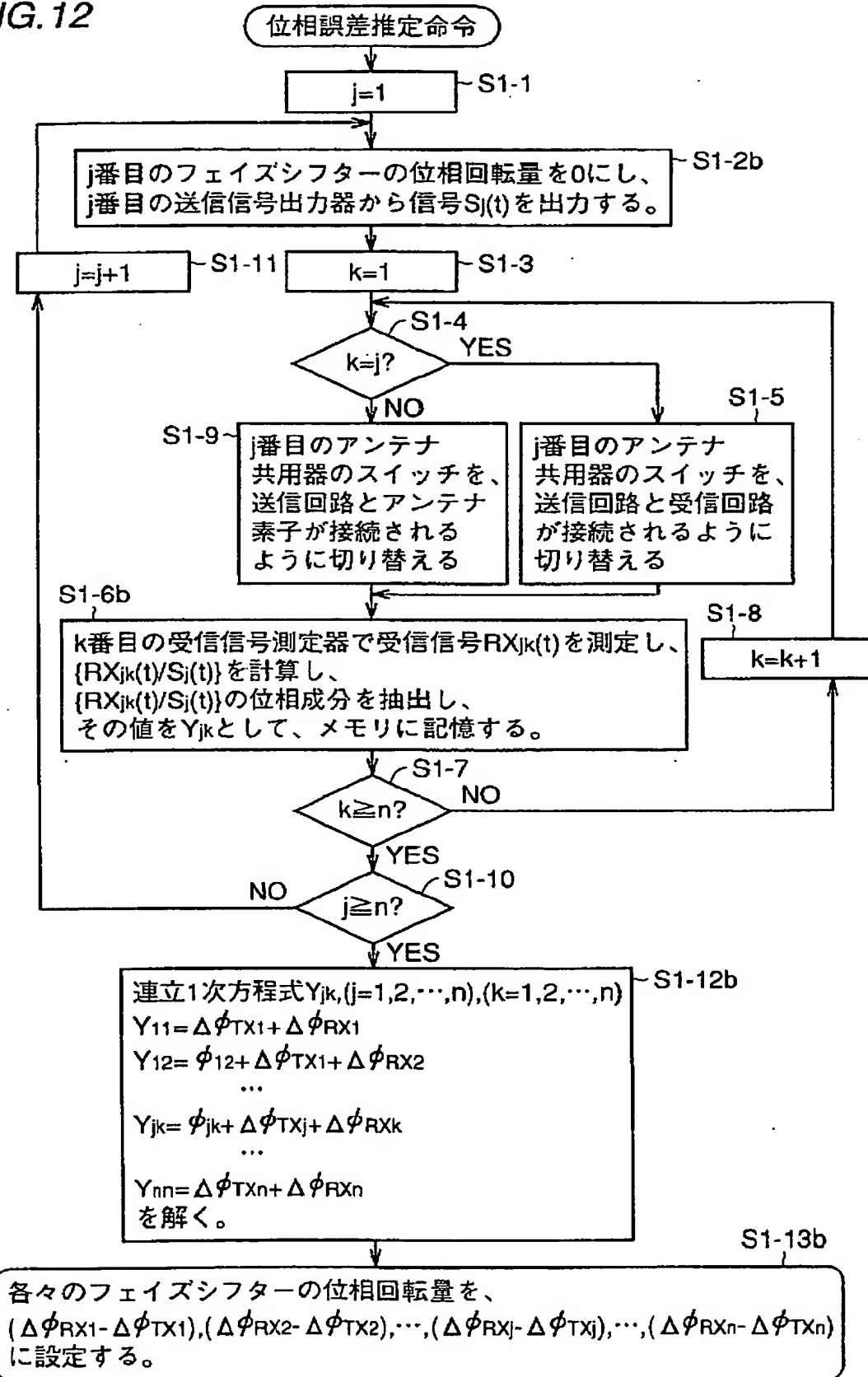
【図11】

FIG.11



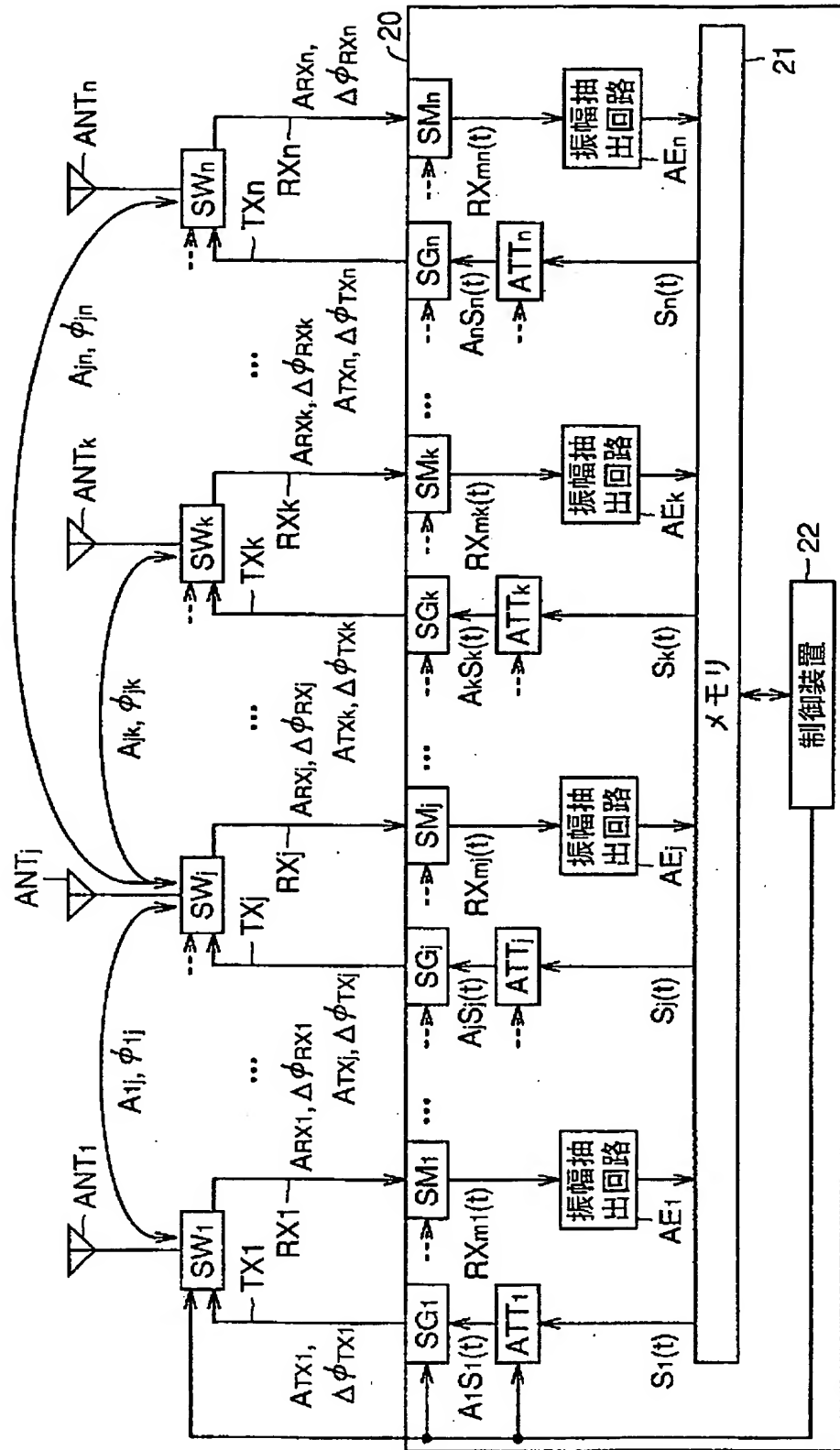
【図12】

FIG. 12



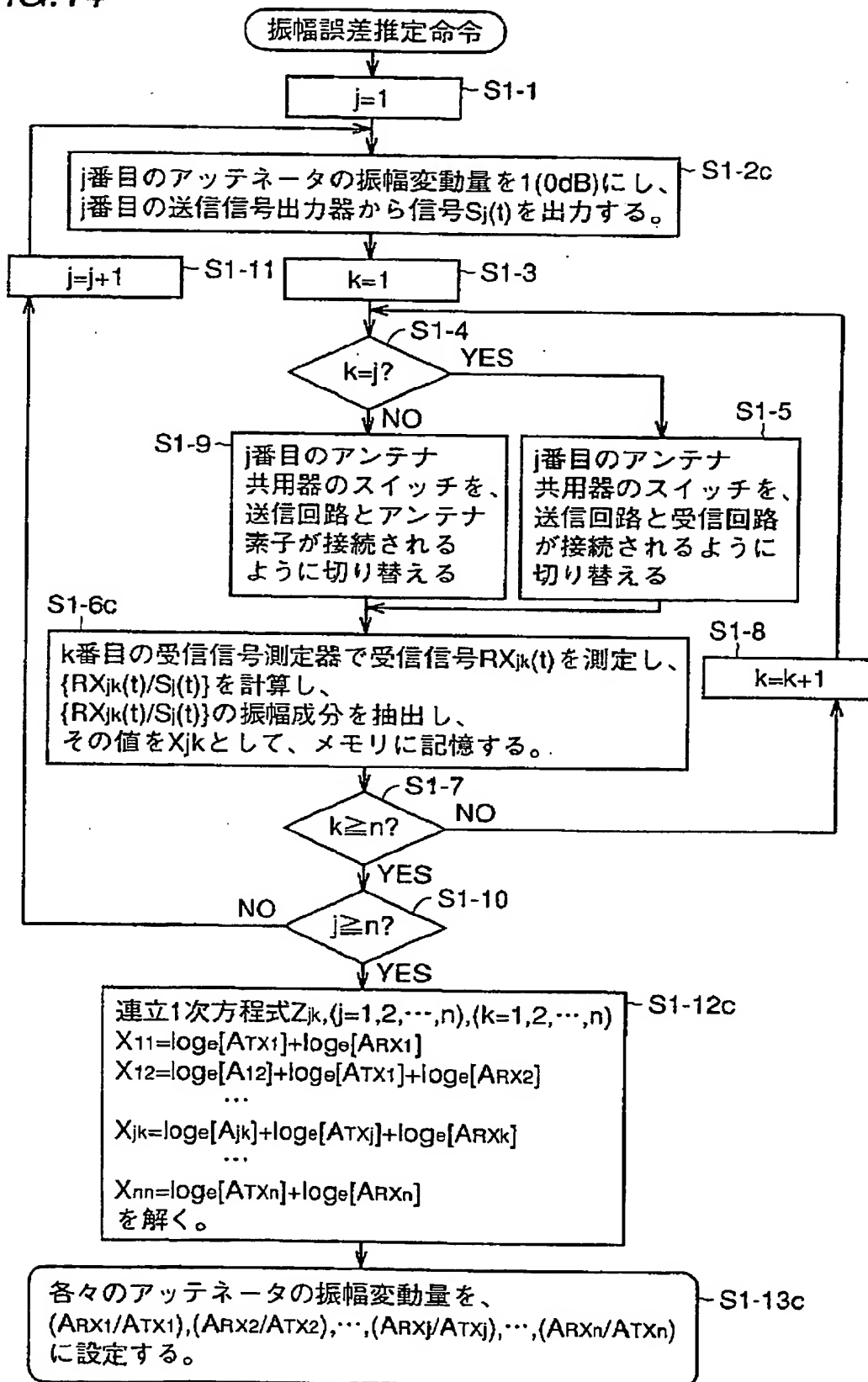
【図 13】

FIG. 13



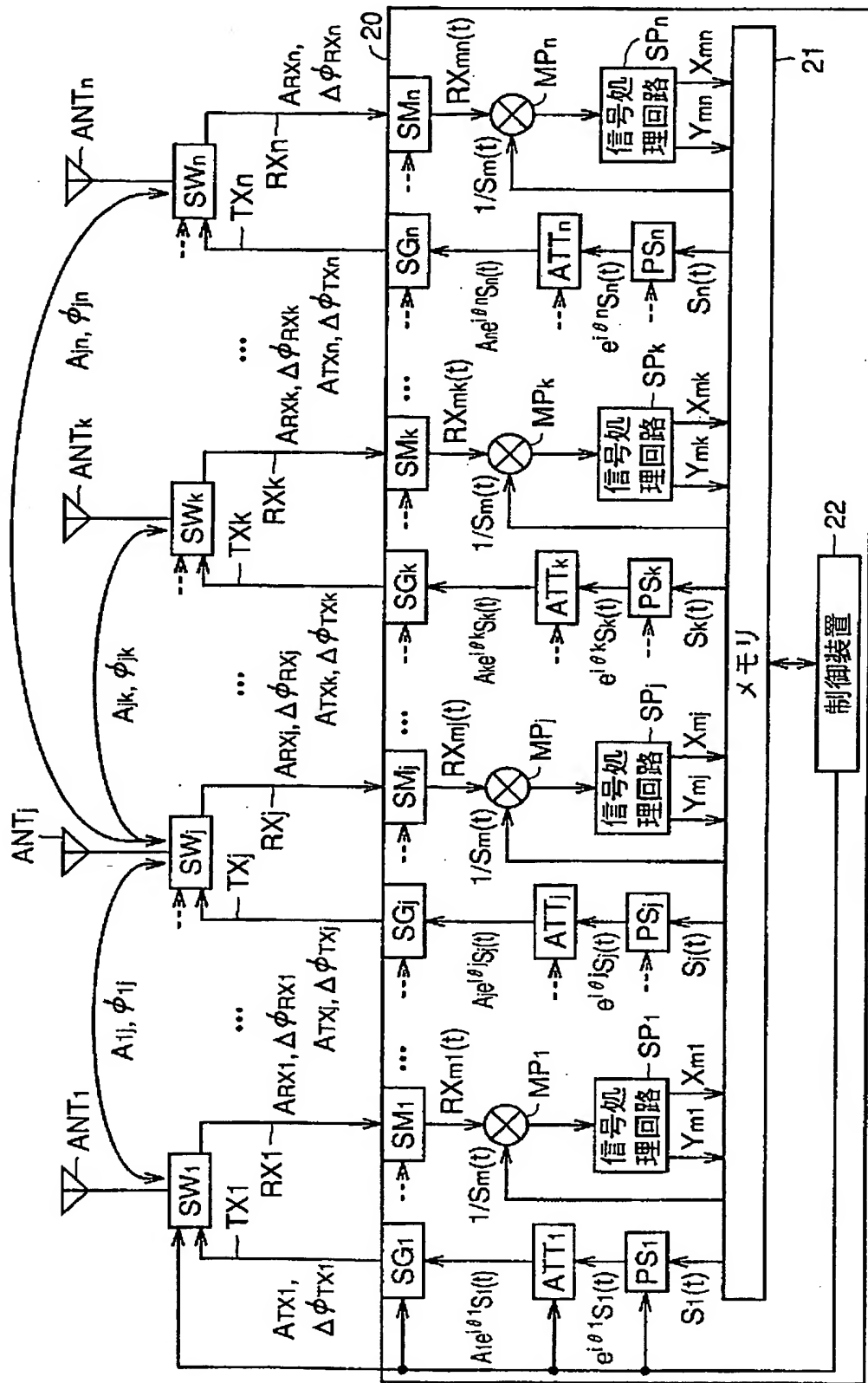
【図14】

FIG. 14



【図15】

FIG.15



【図16】

FIG. 16

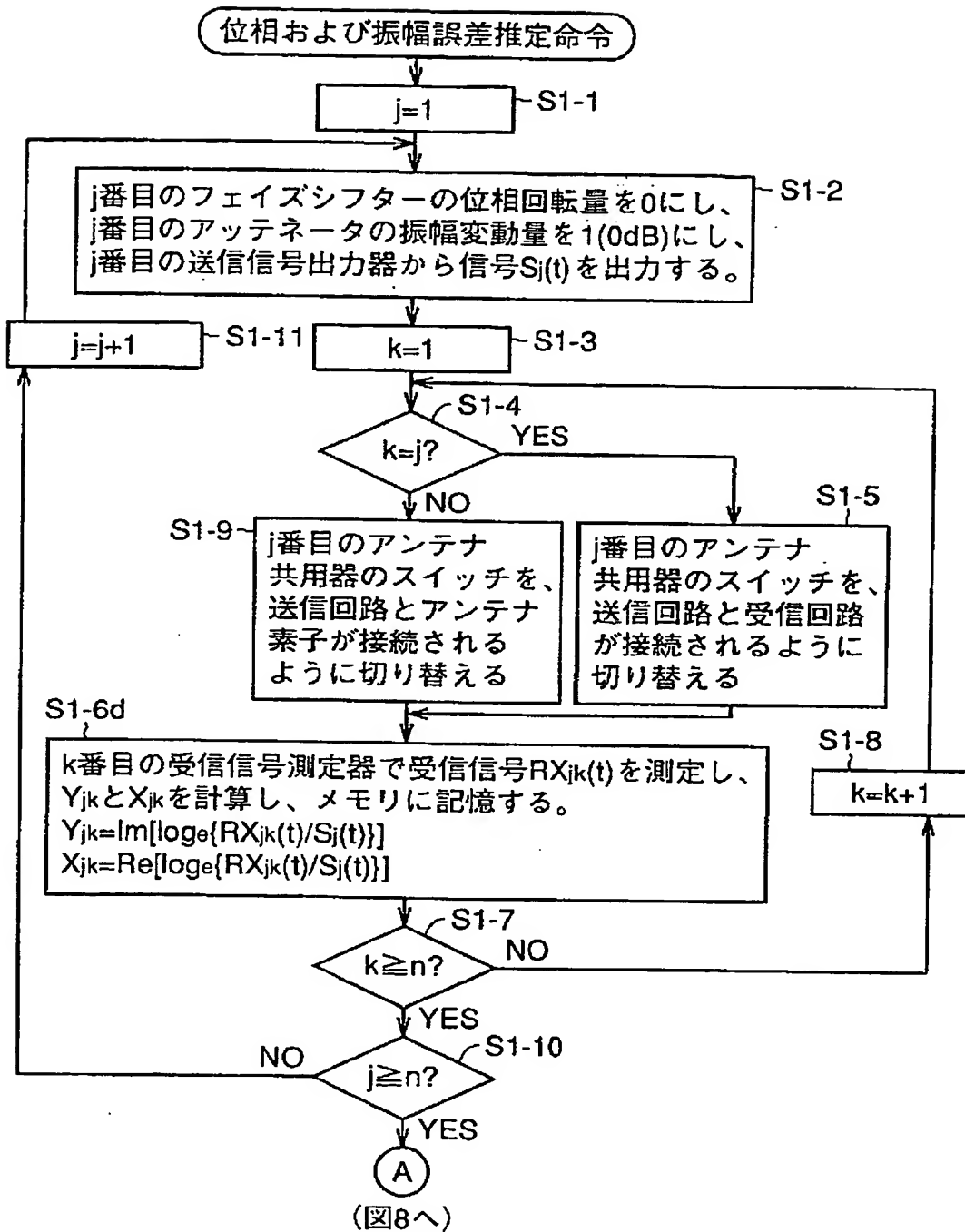
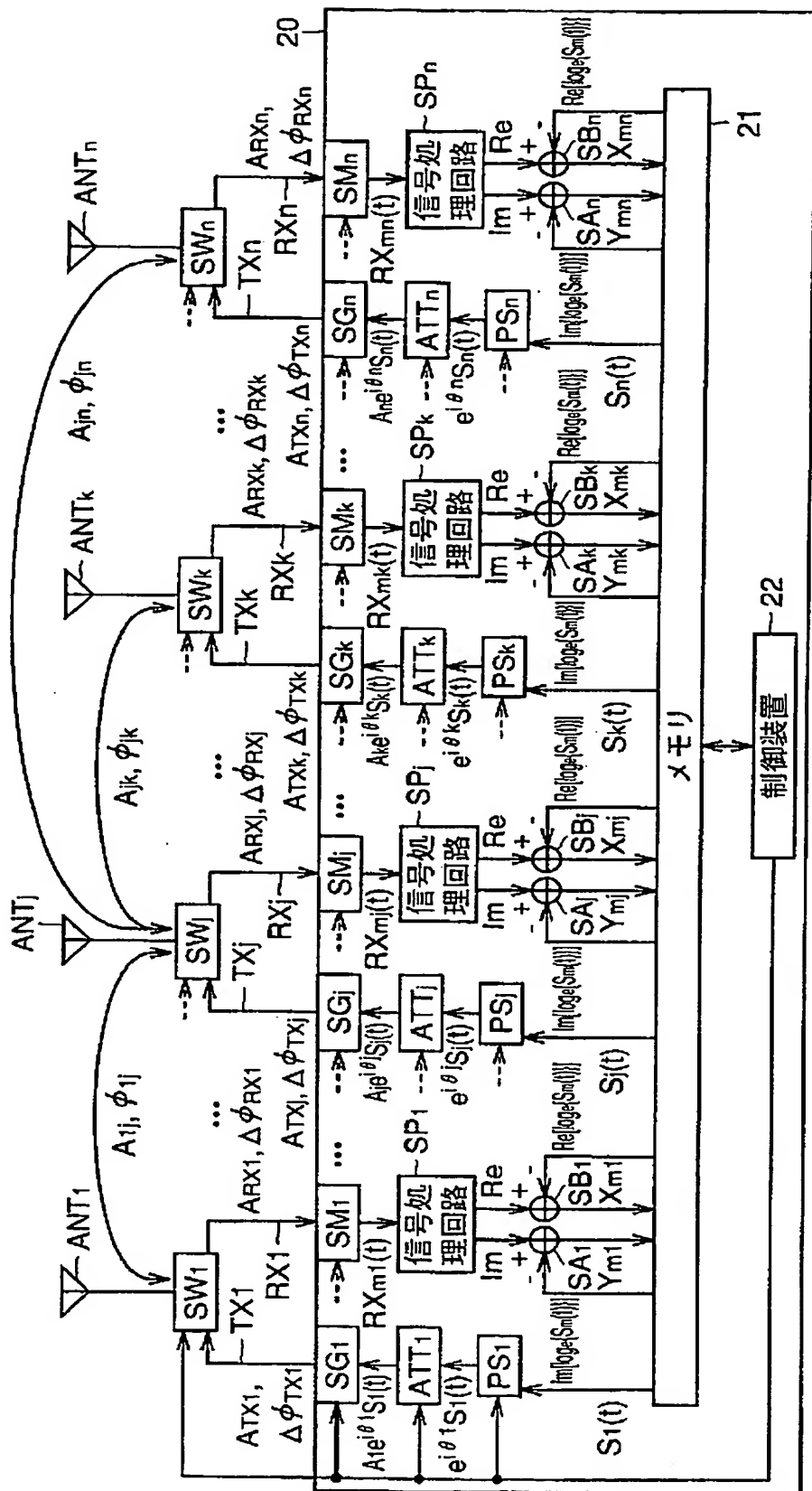
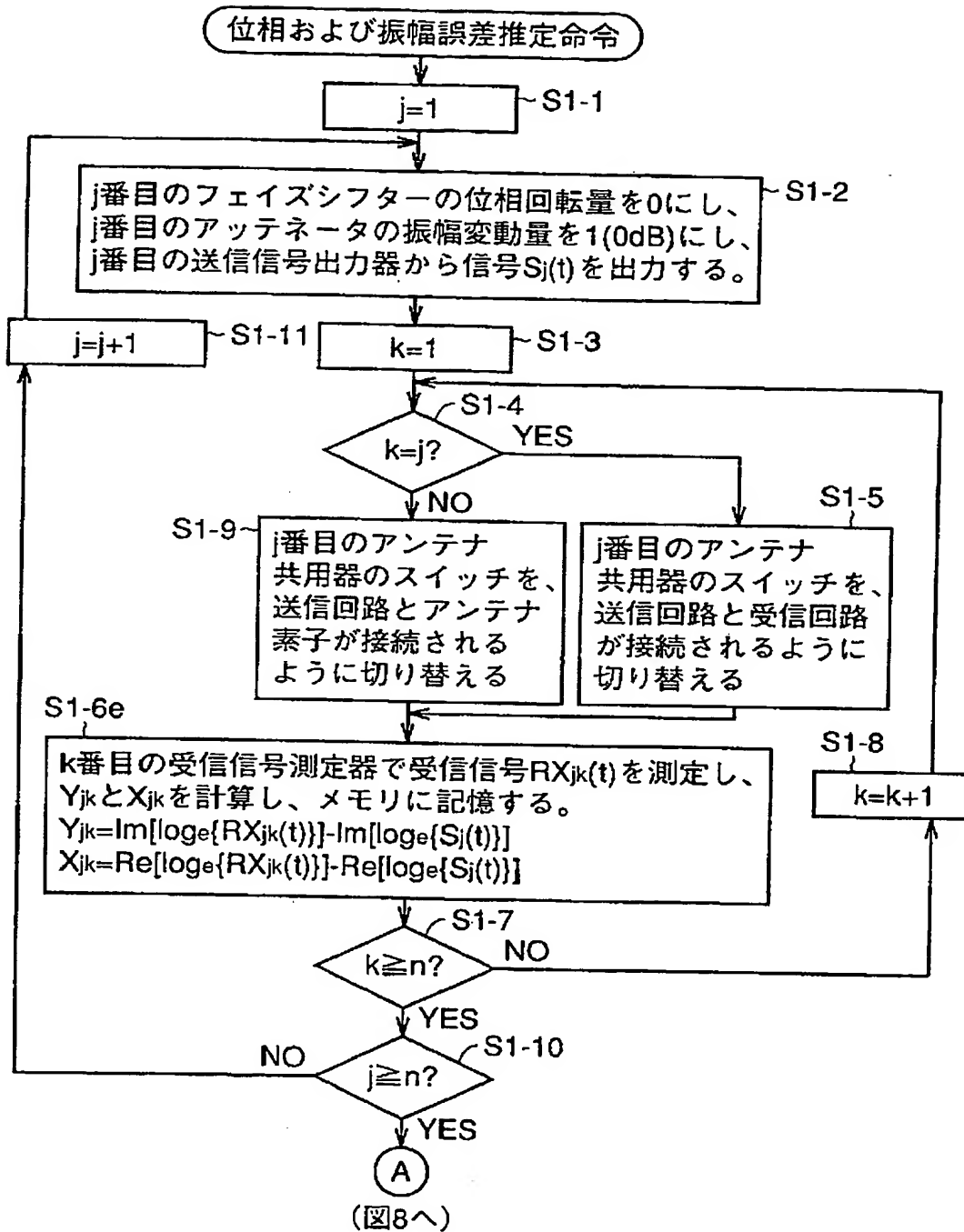


FIG. 17



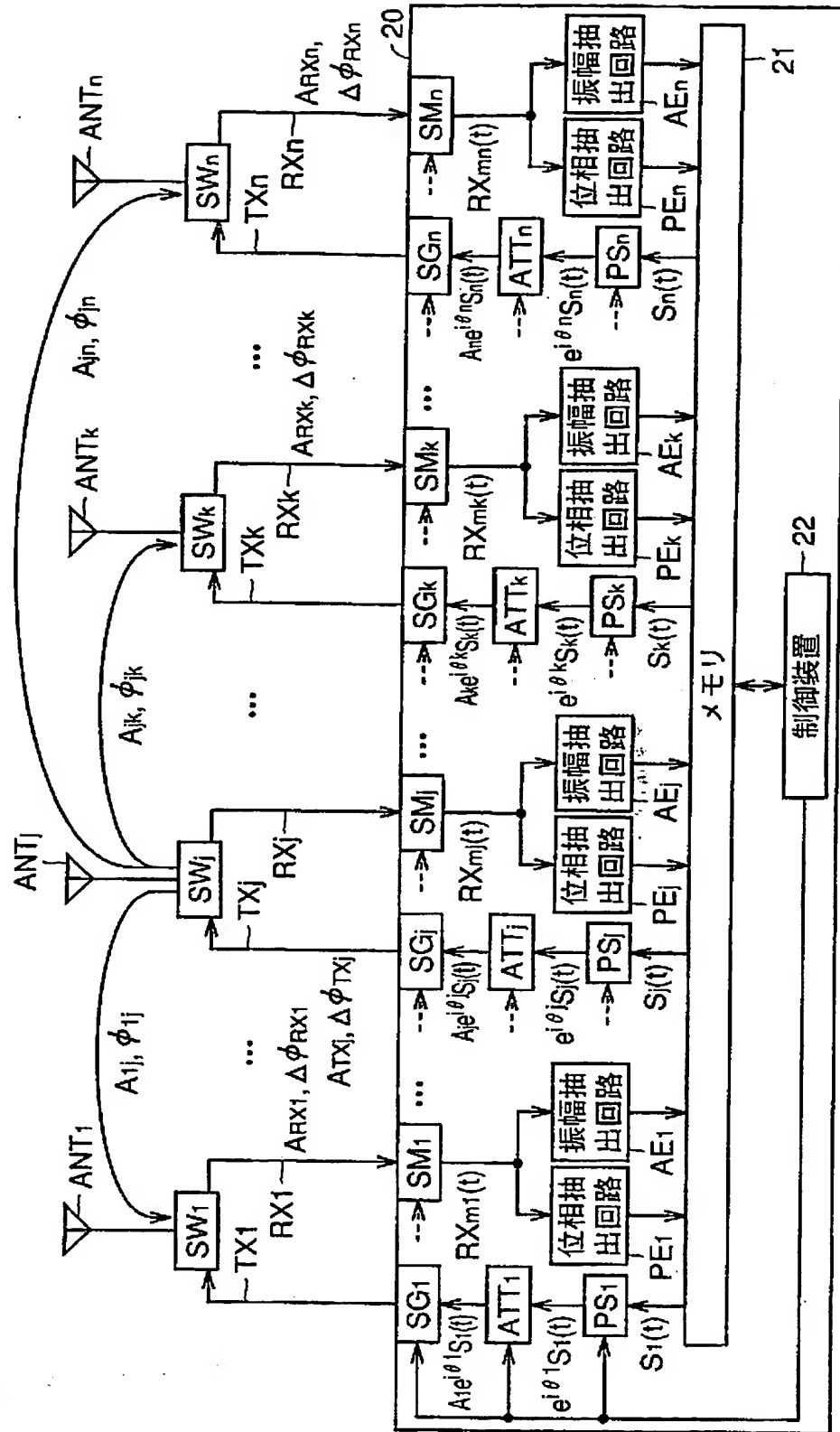
【図18】

FIG. 18



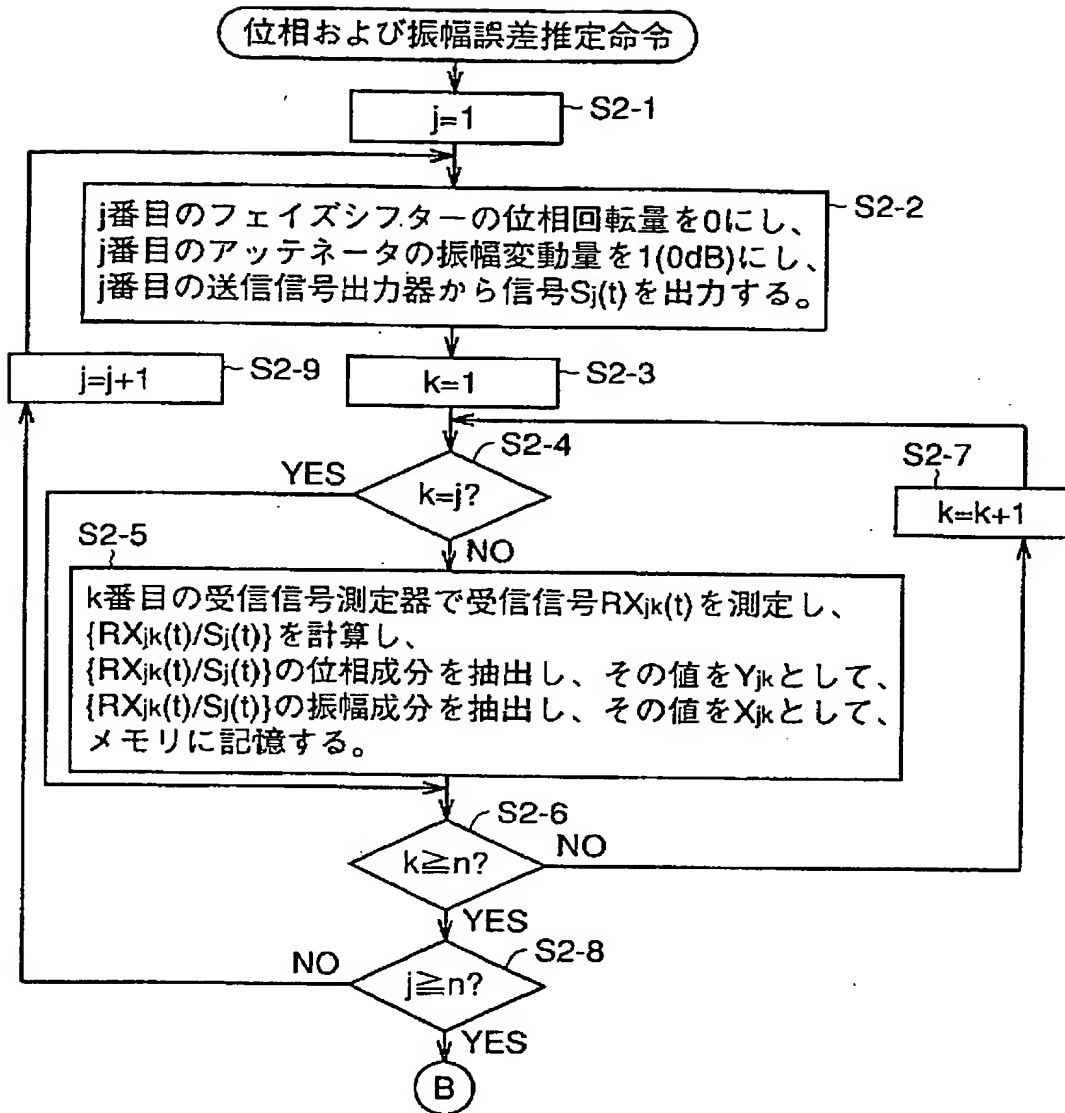
【図19】

FIG.19



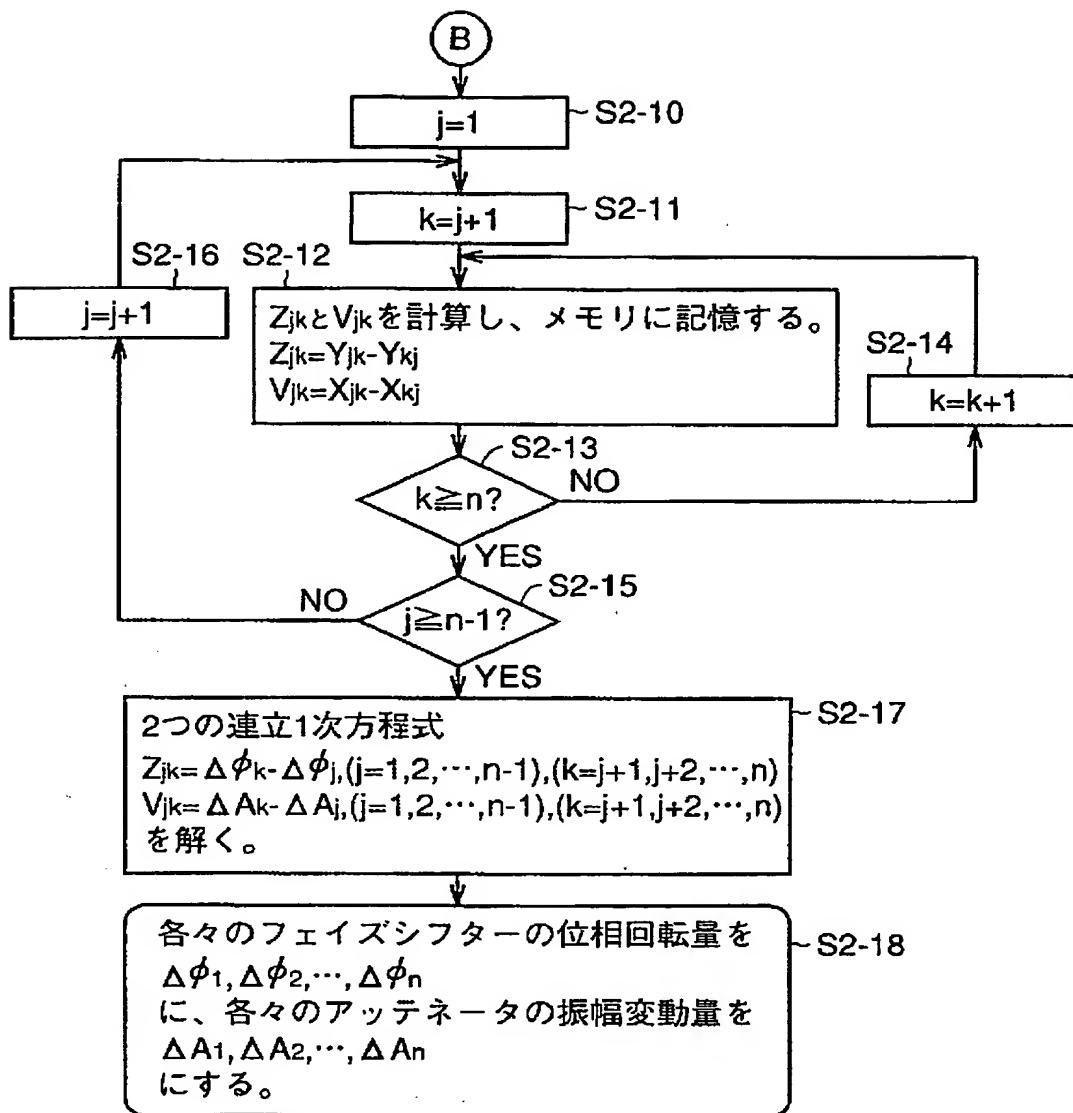
【図20】

FIG.20



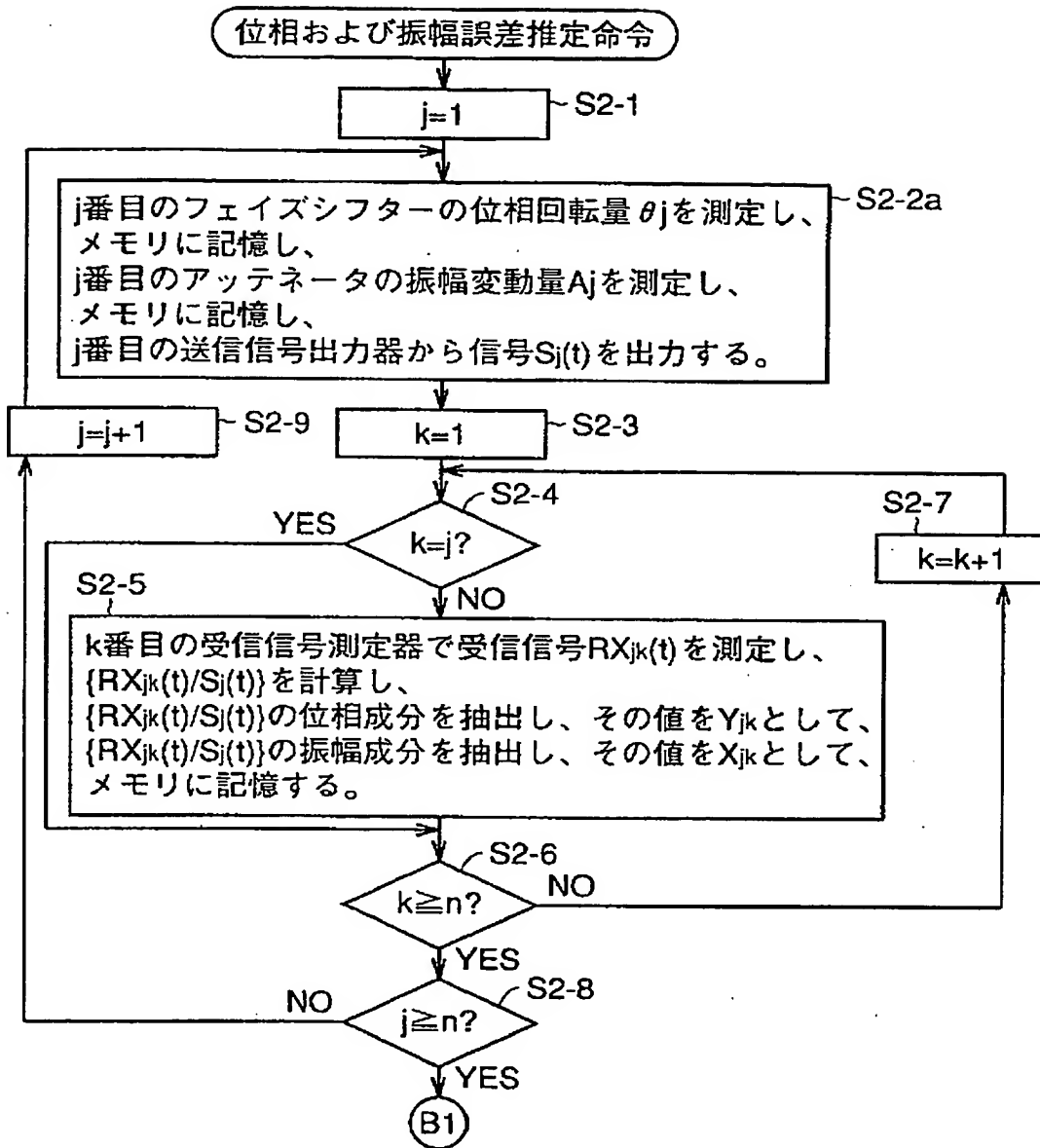
【図21】

FIG.21



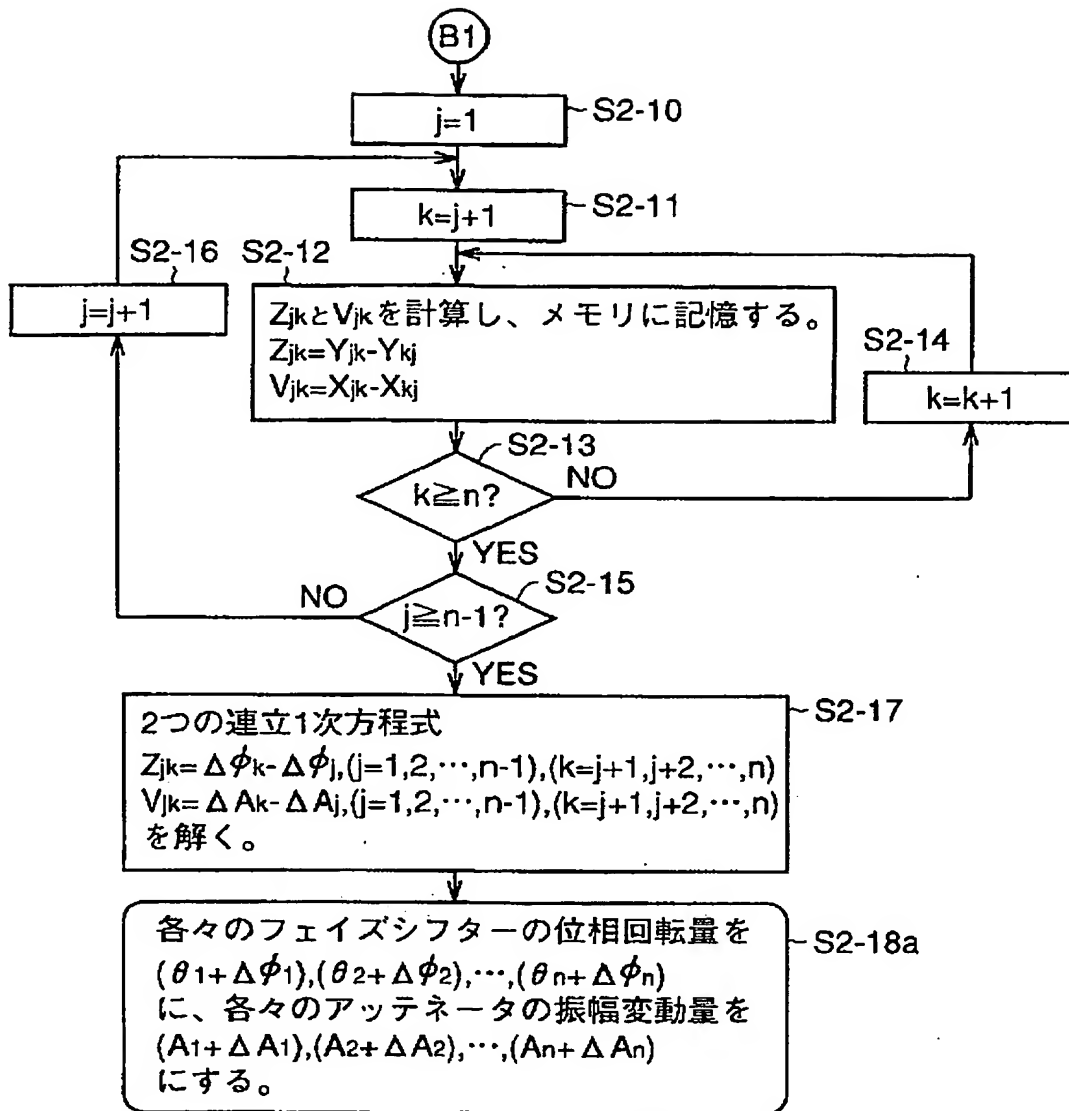
【図22】

FIG.22

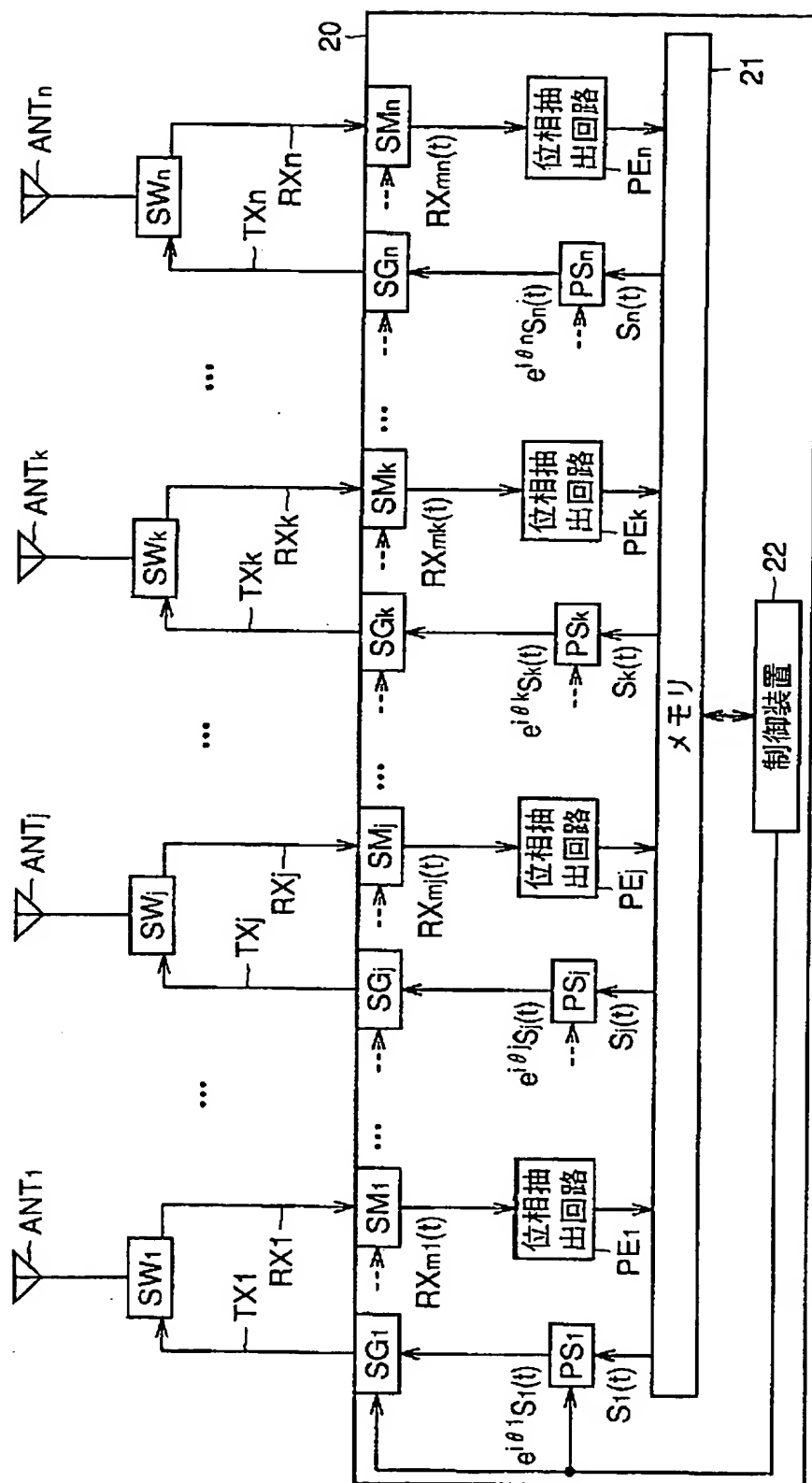
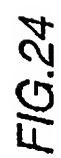


【図23】

FIG.23

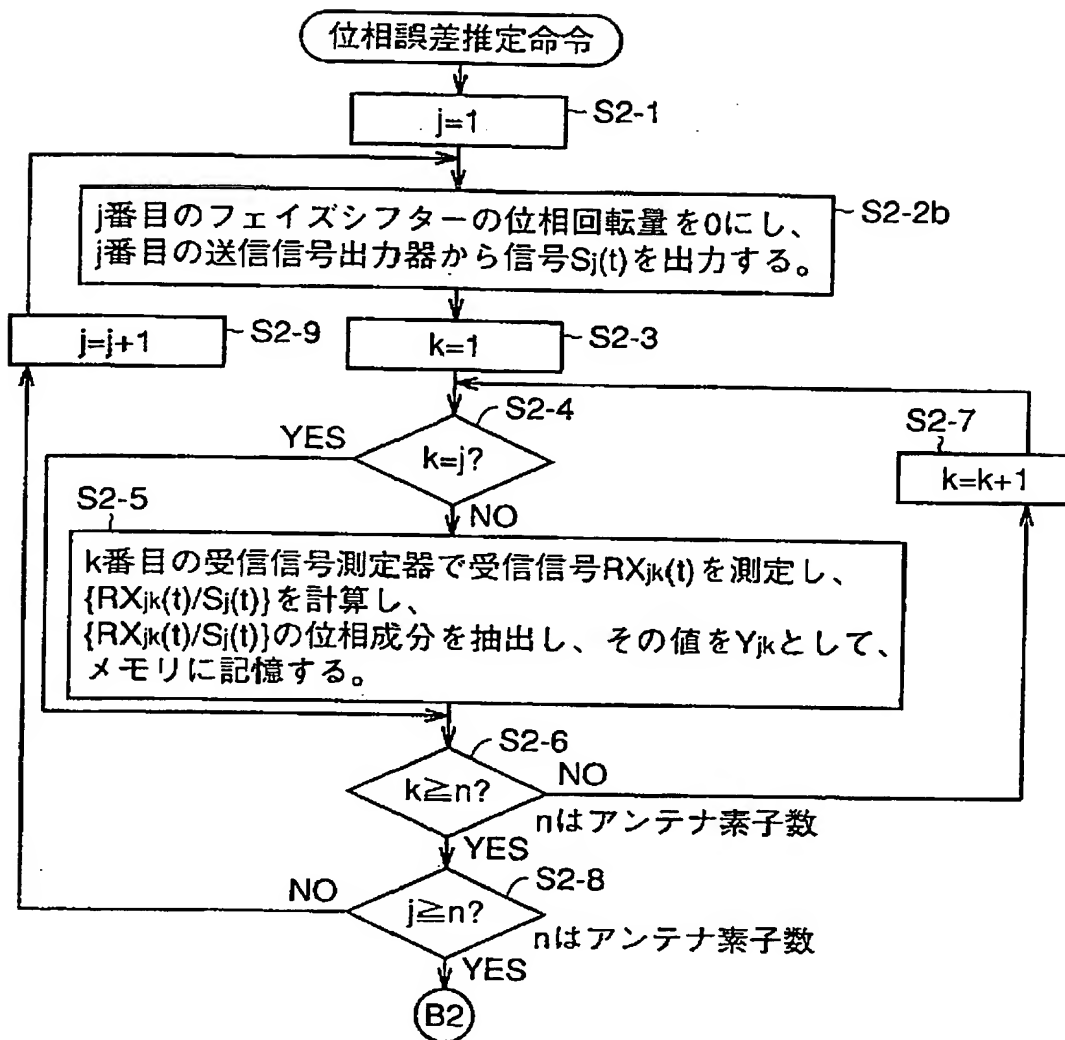


【图 24】



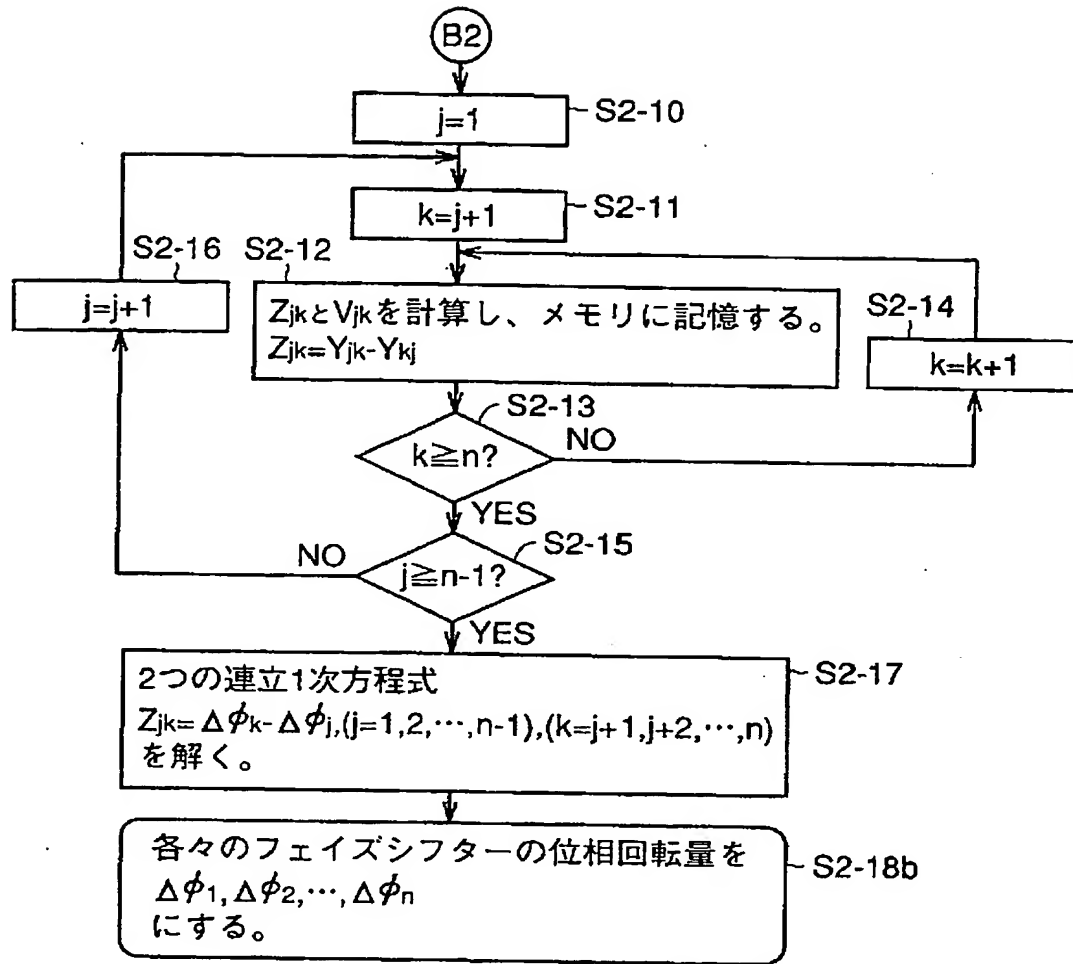
【図25】

FIG.25



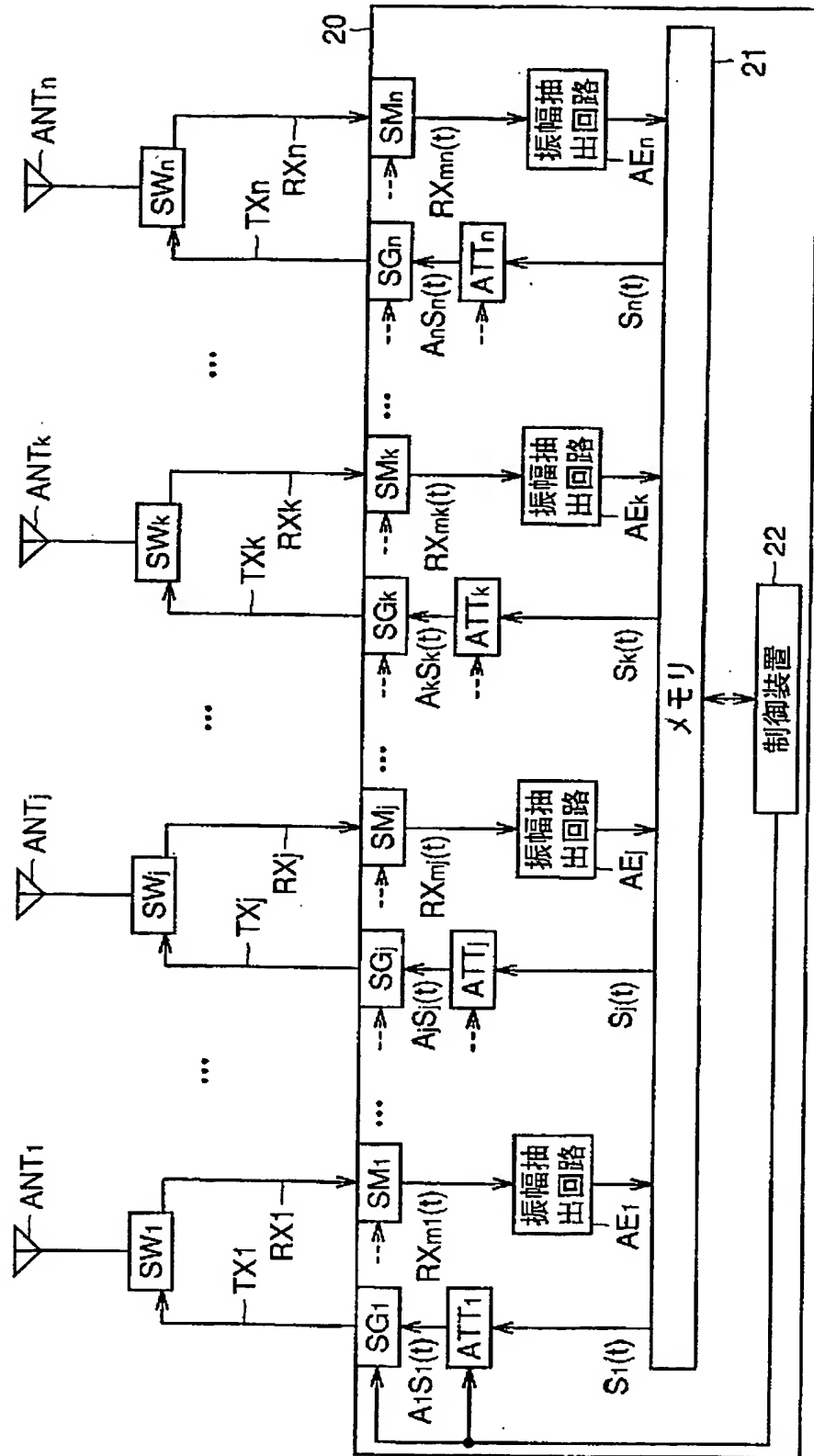
【図26】

FIG.26



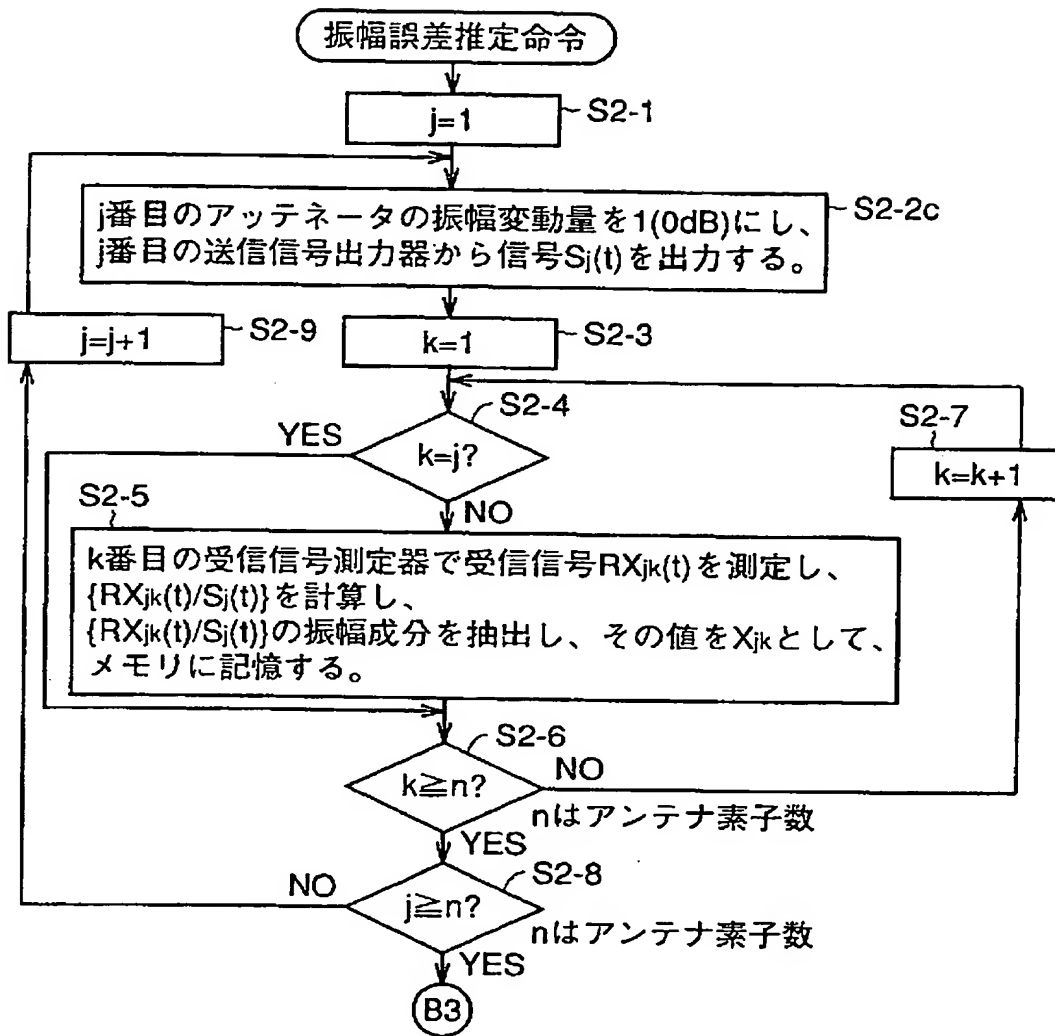
【図 27】

FIG.27



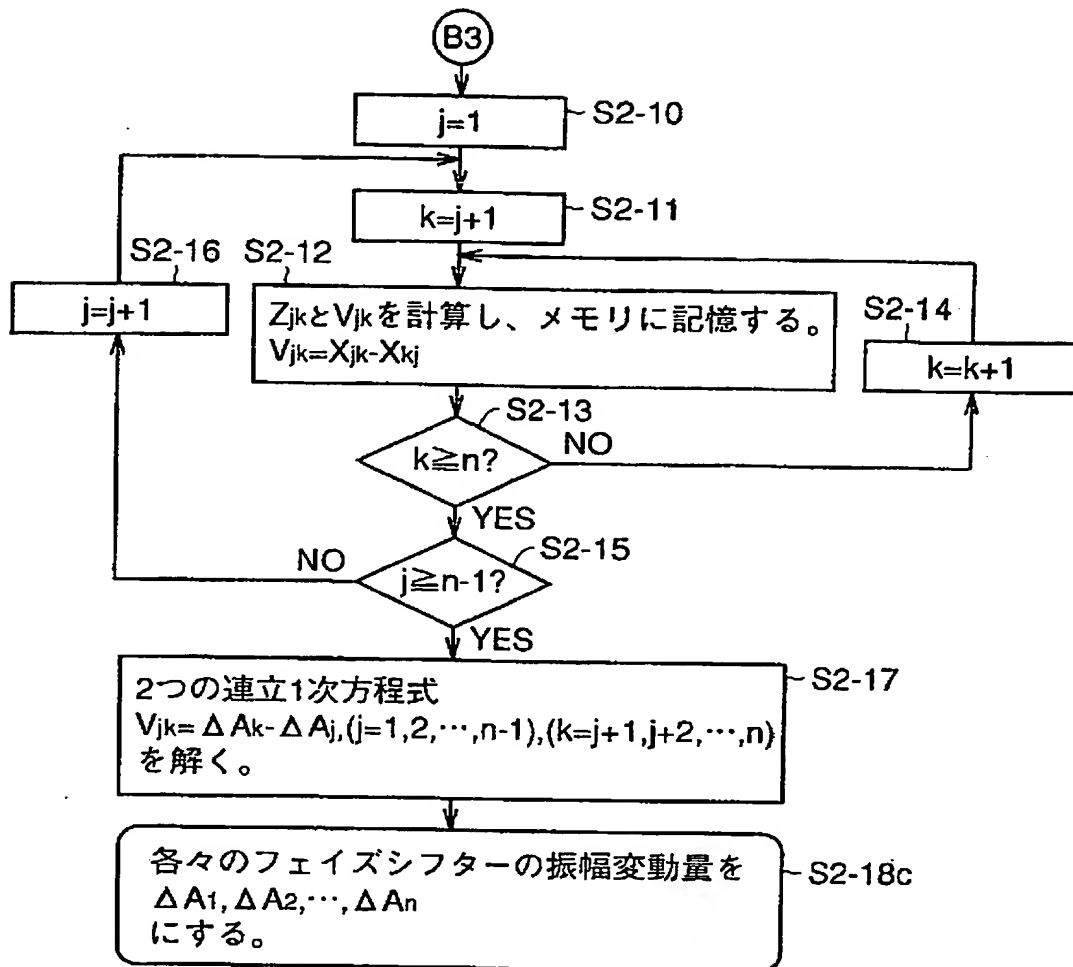
【図28】

FIG.28



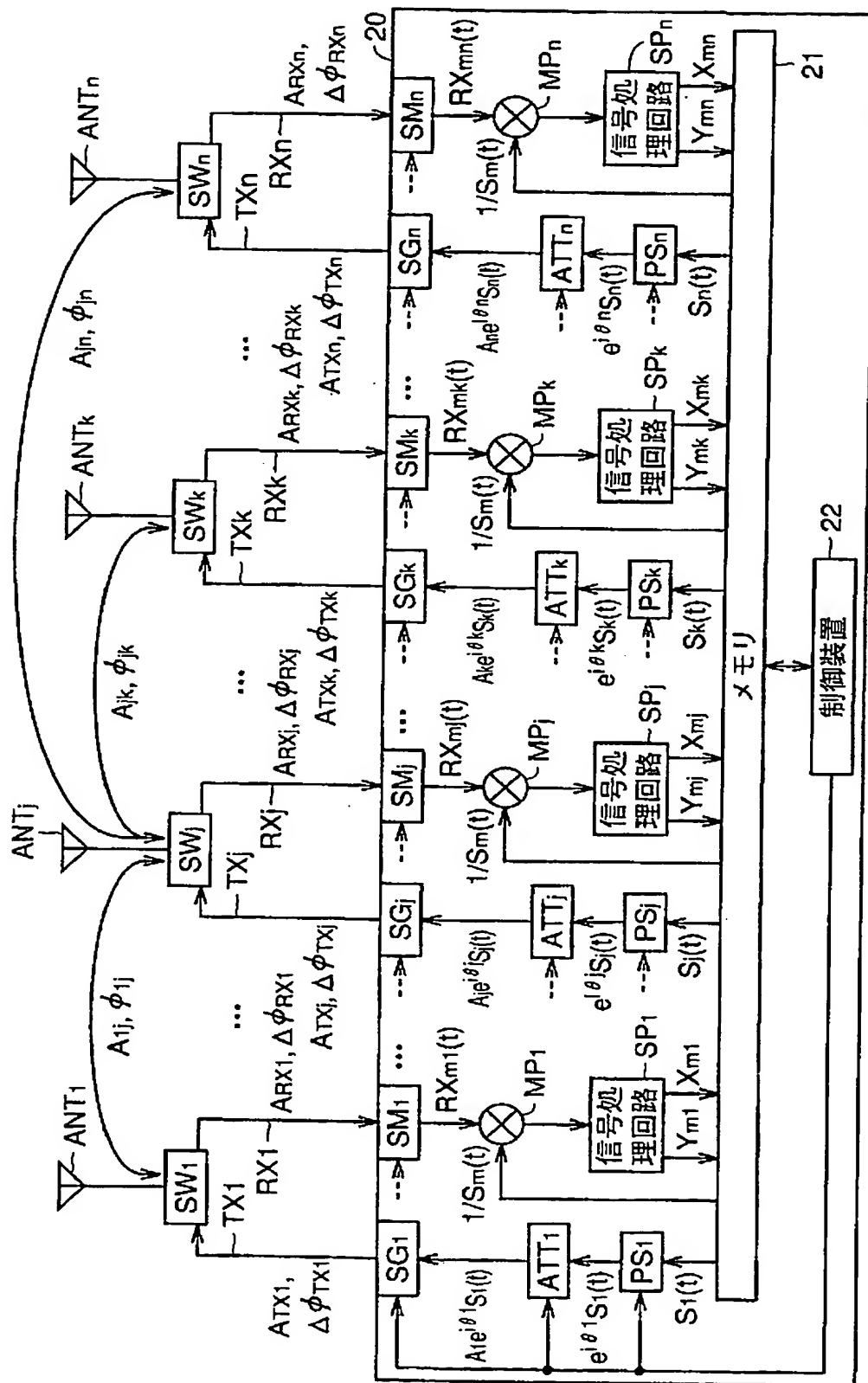
【図29】

FIG.29



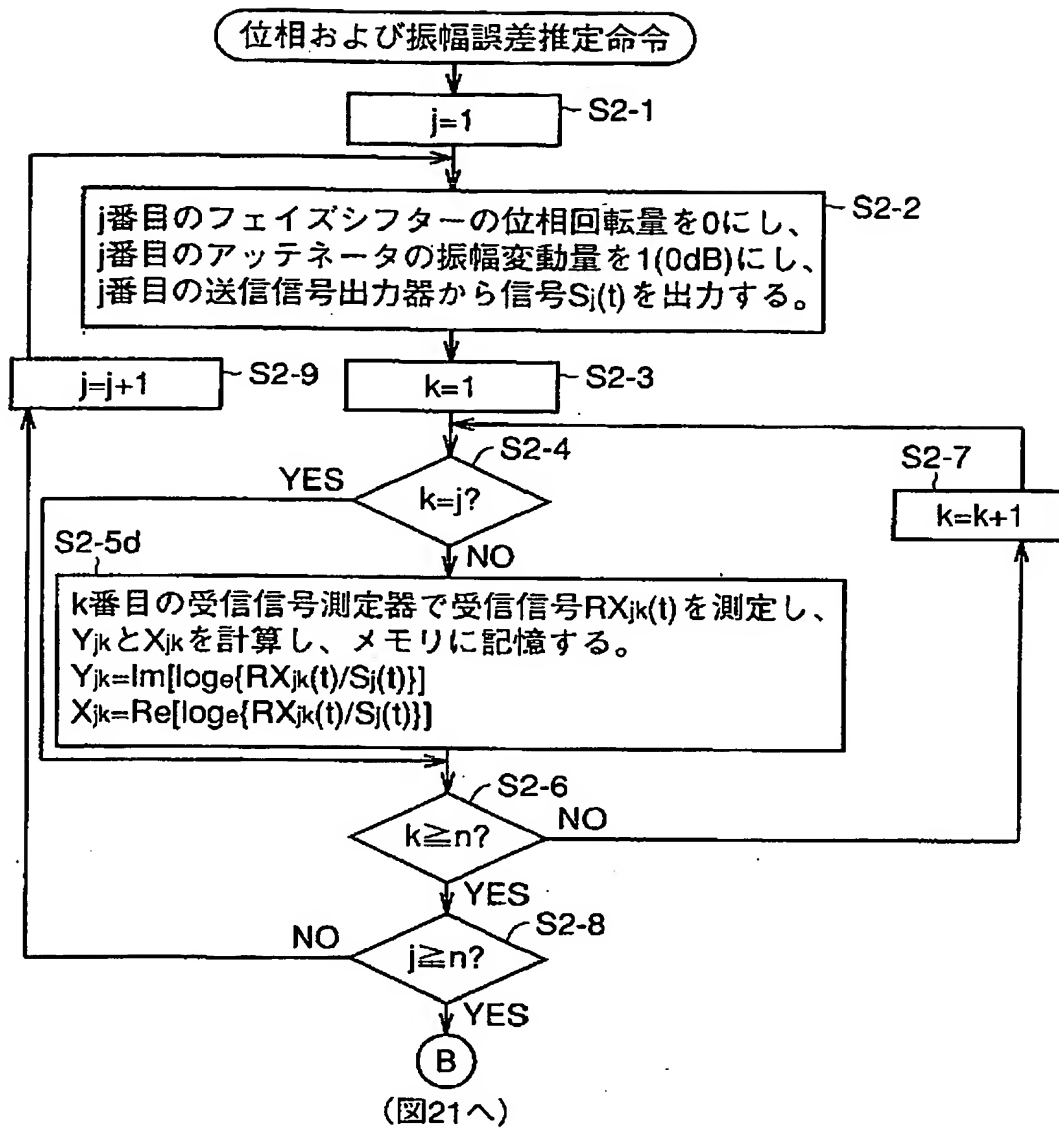
【図30】

FIG.30



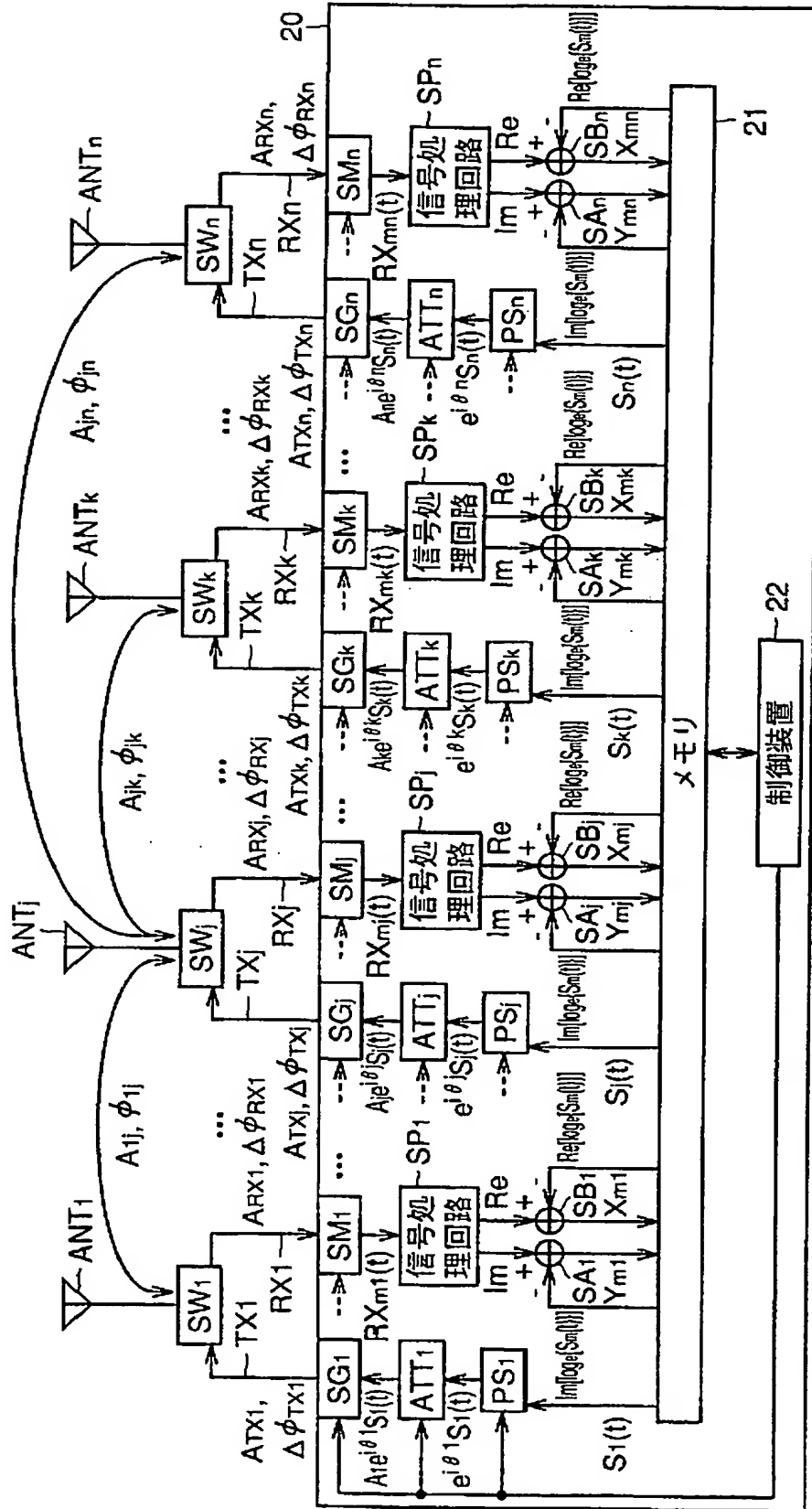
【図31】

FIG.31



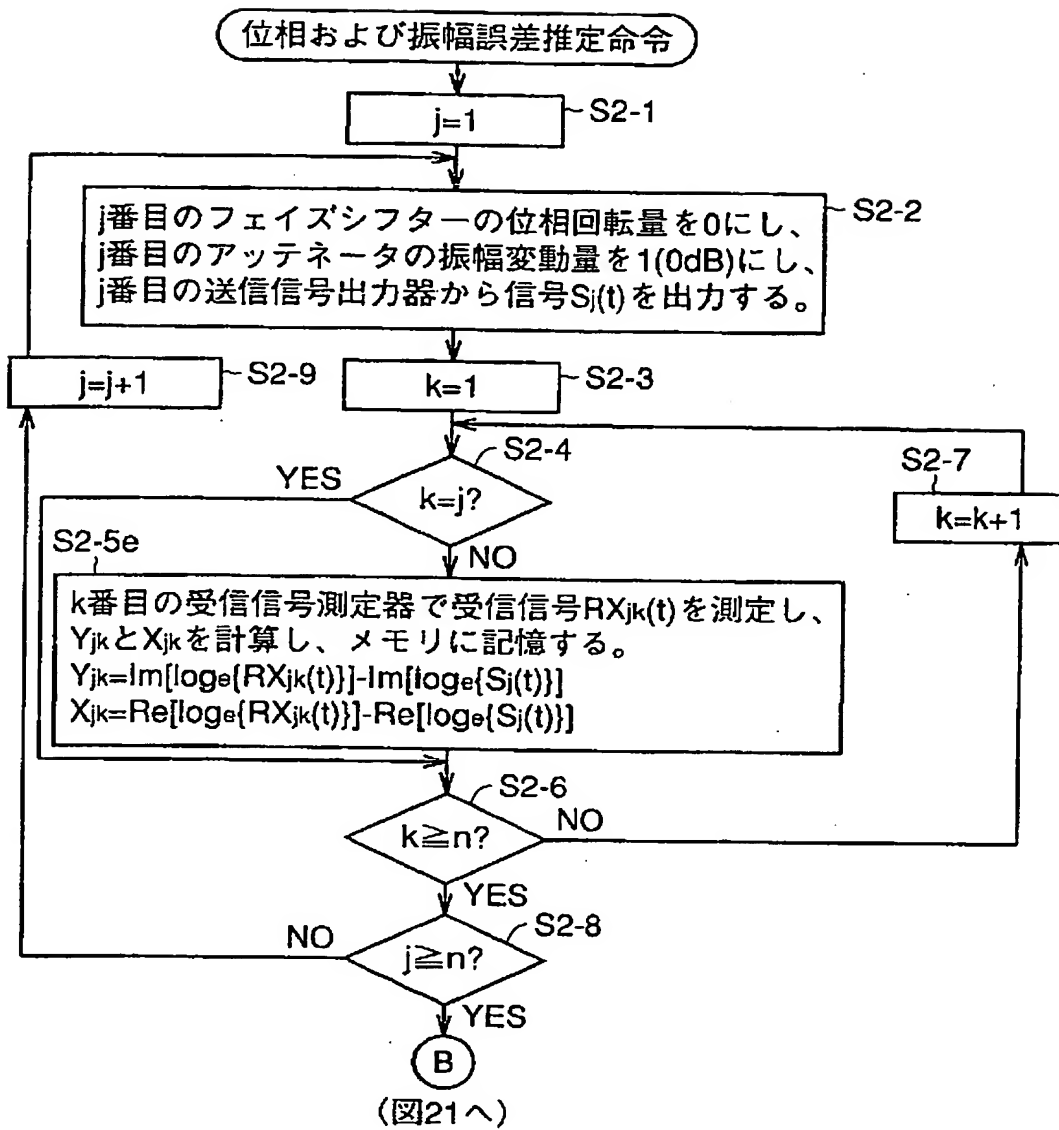
【図 3 2】

FIG.32



【図33】

FIG.33



【図34】

FIG.34

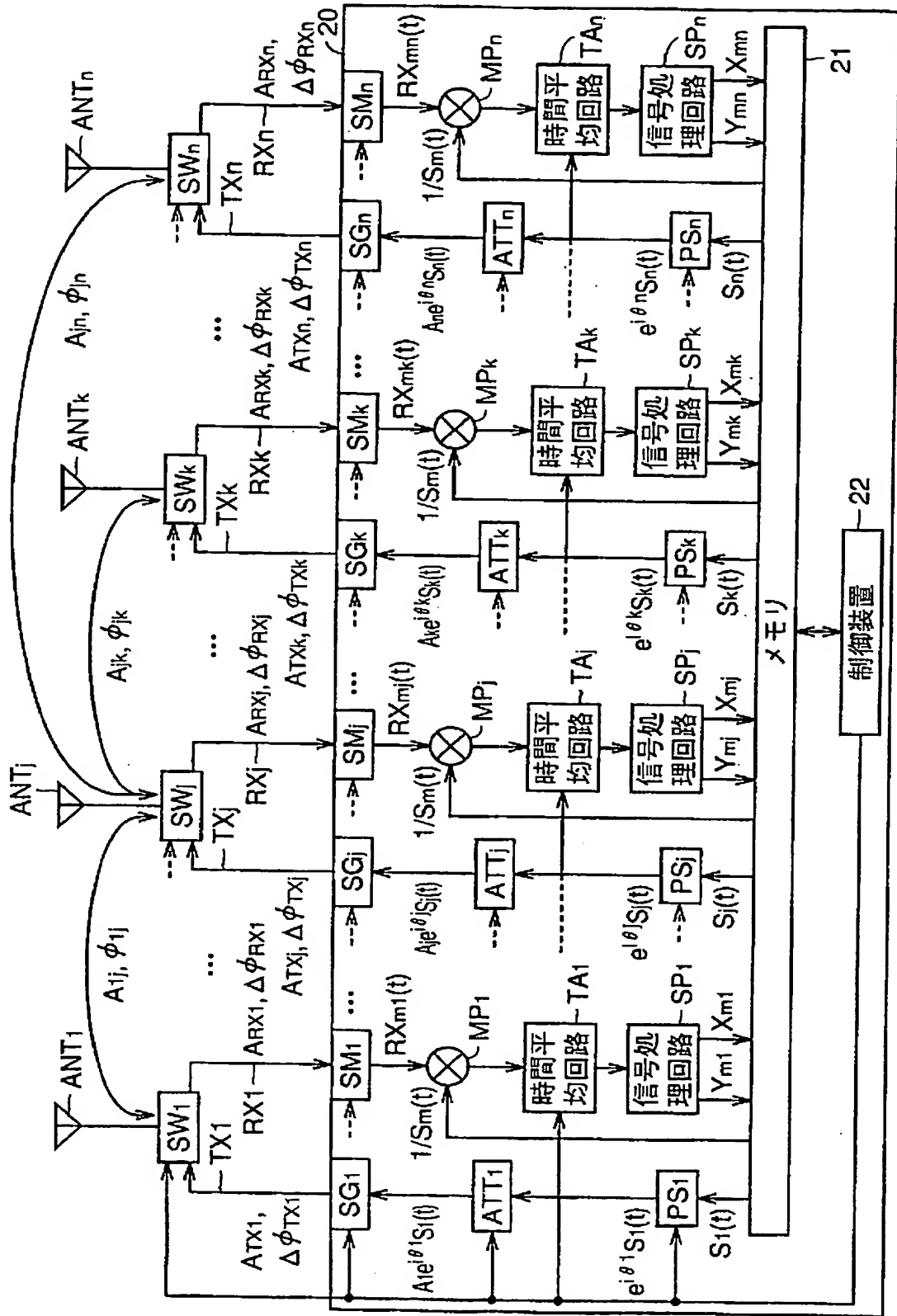
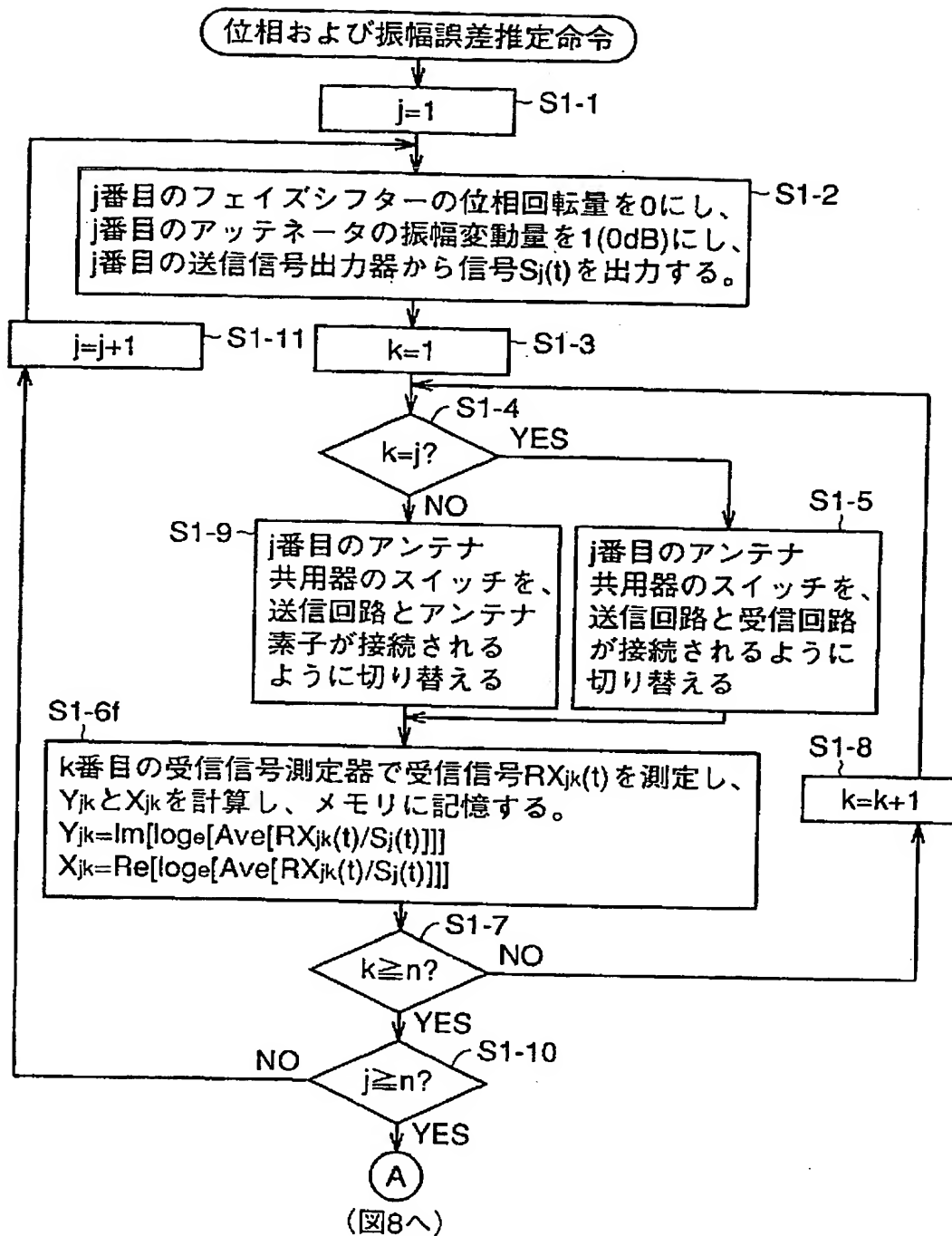
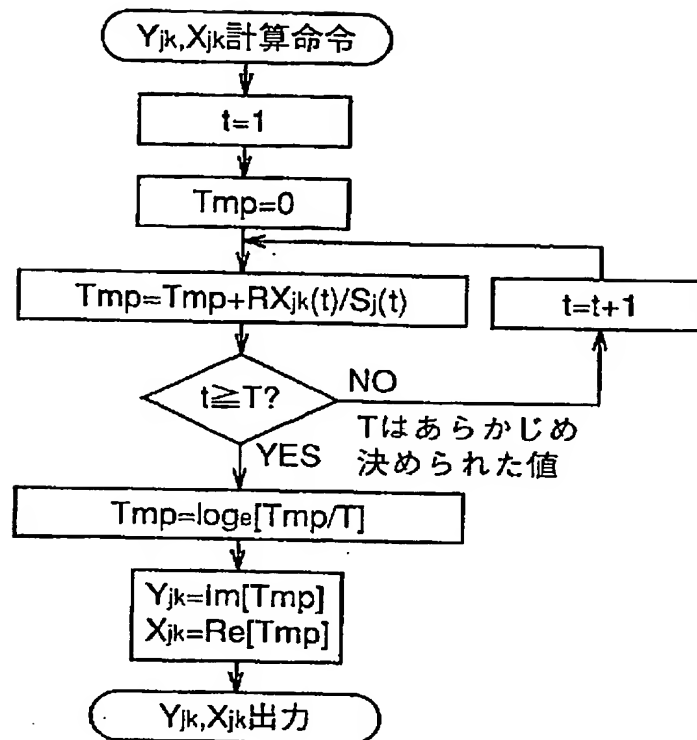


FIG.35



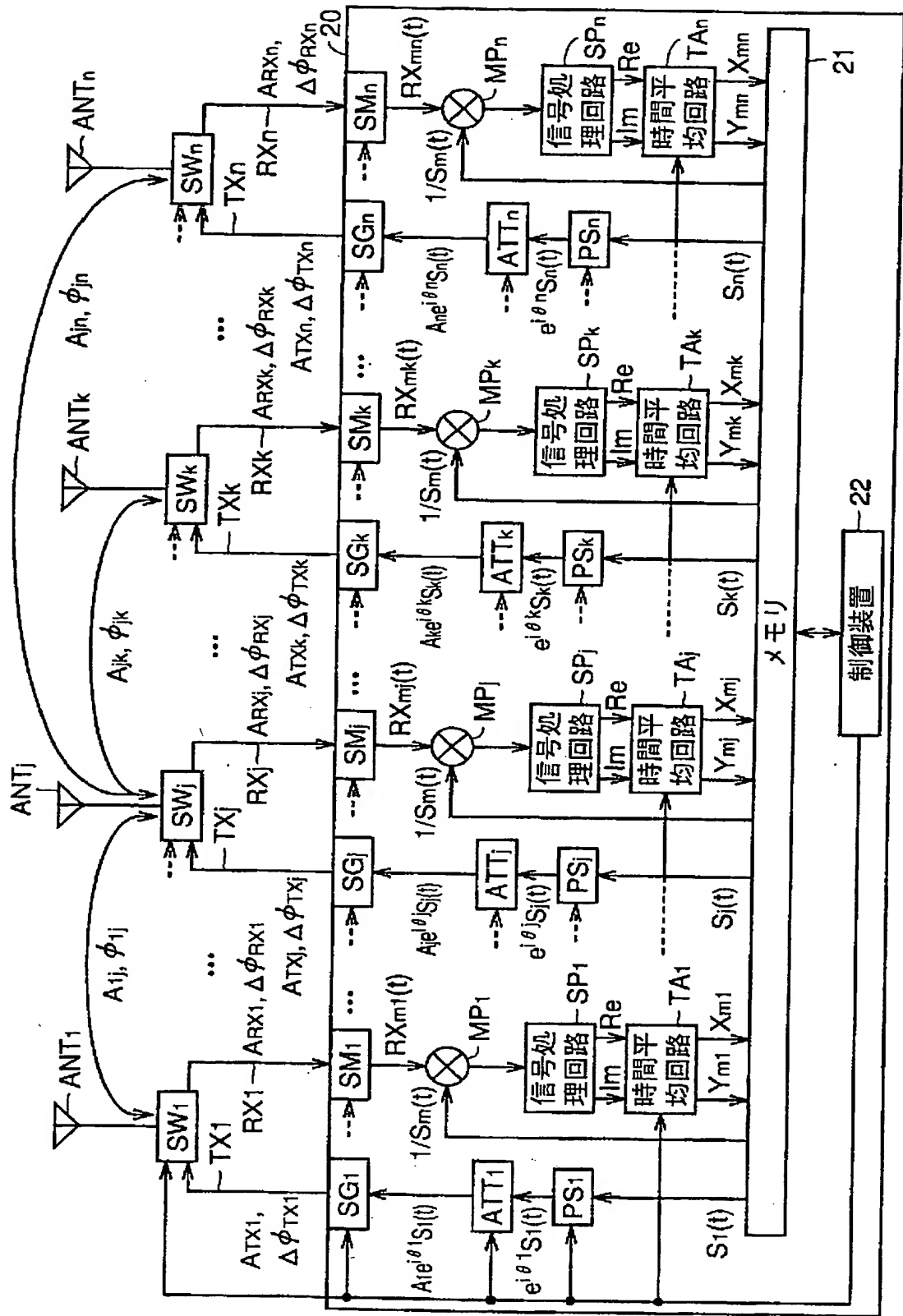
【図36】

FIG.36



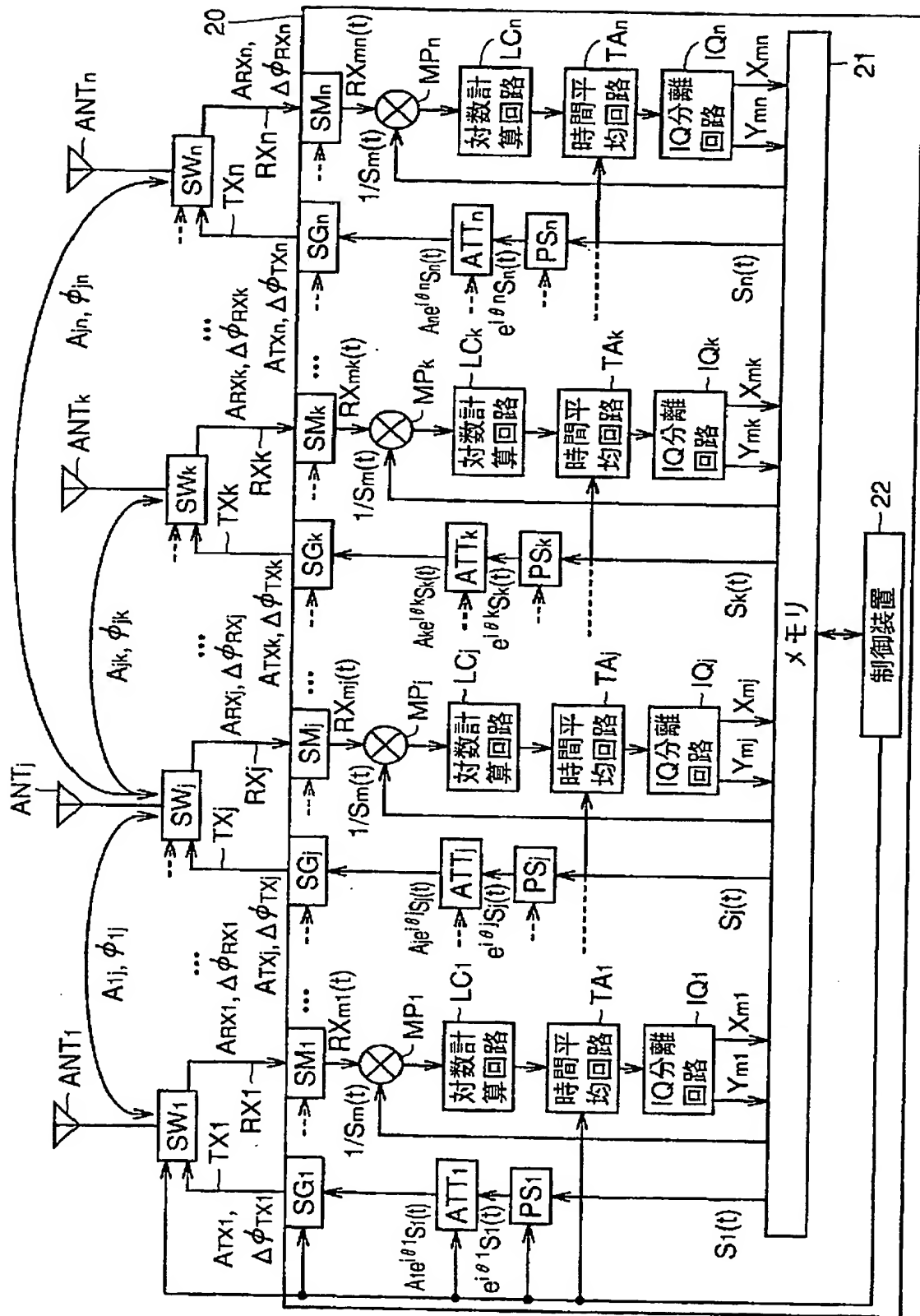
【図 37】

FIG.37



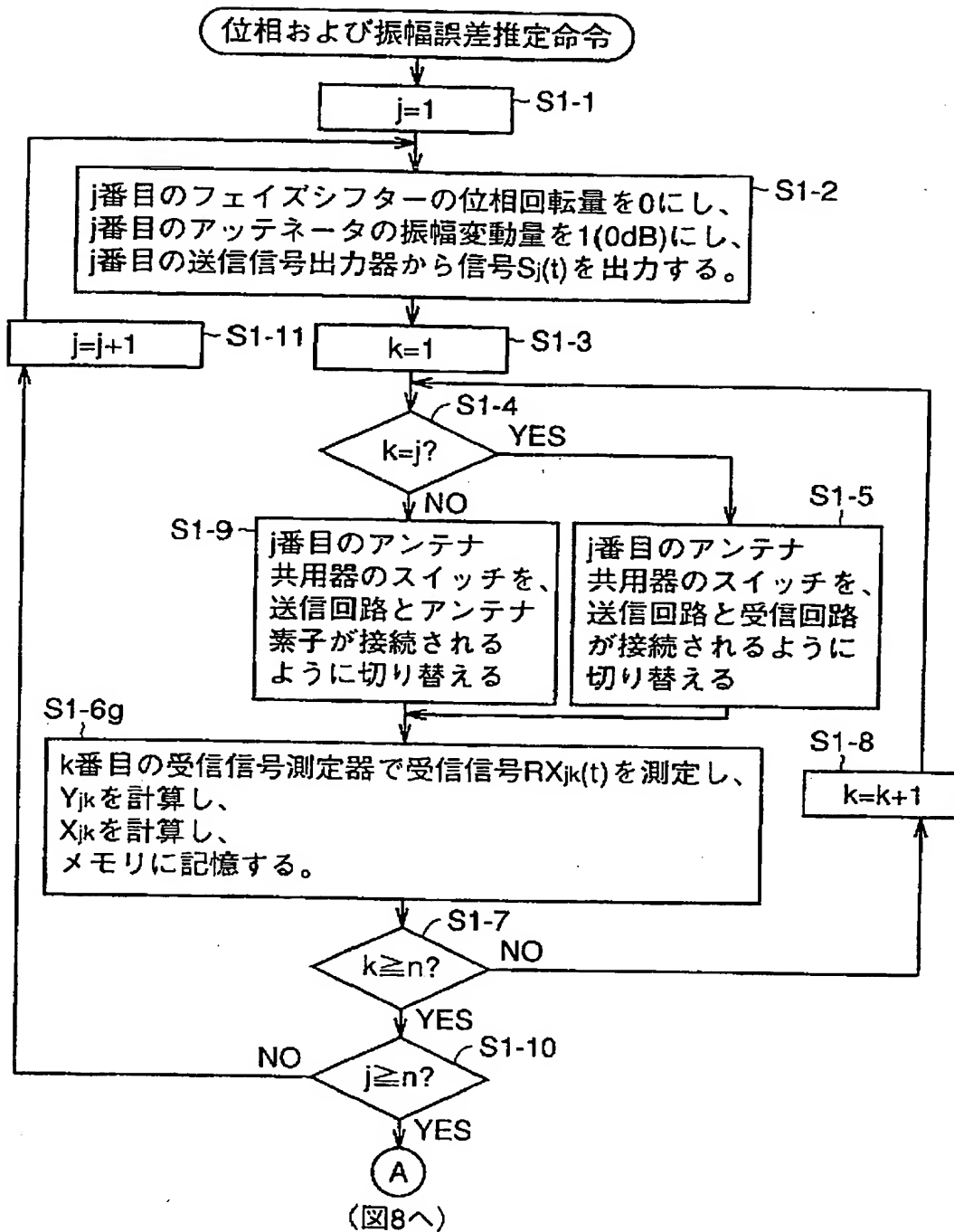
【図38】

FIG. 38



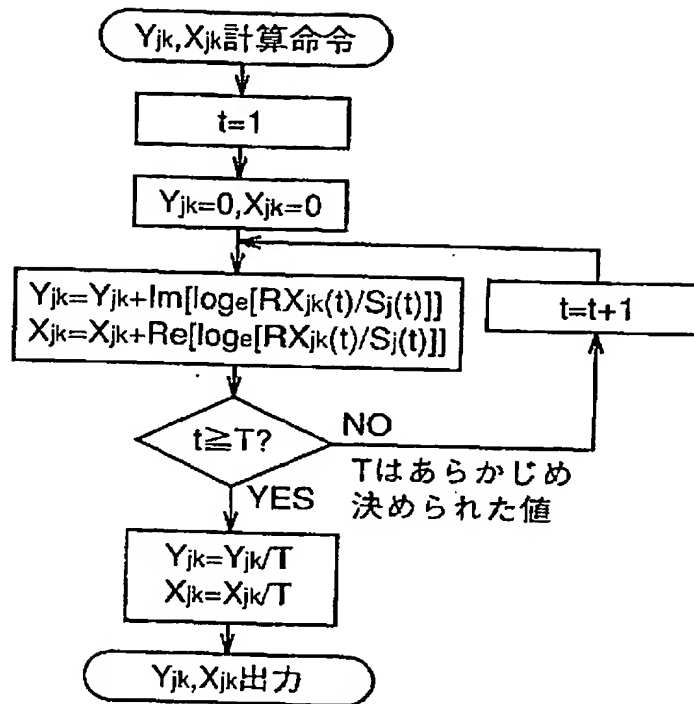
【図39】

FIG.39



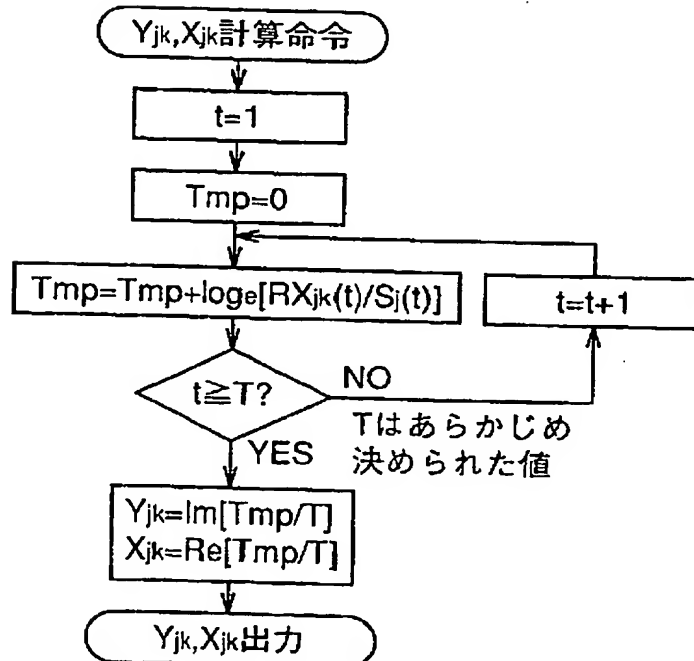
【図40】

FIG.40



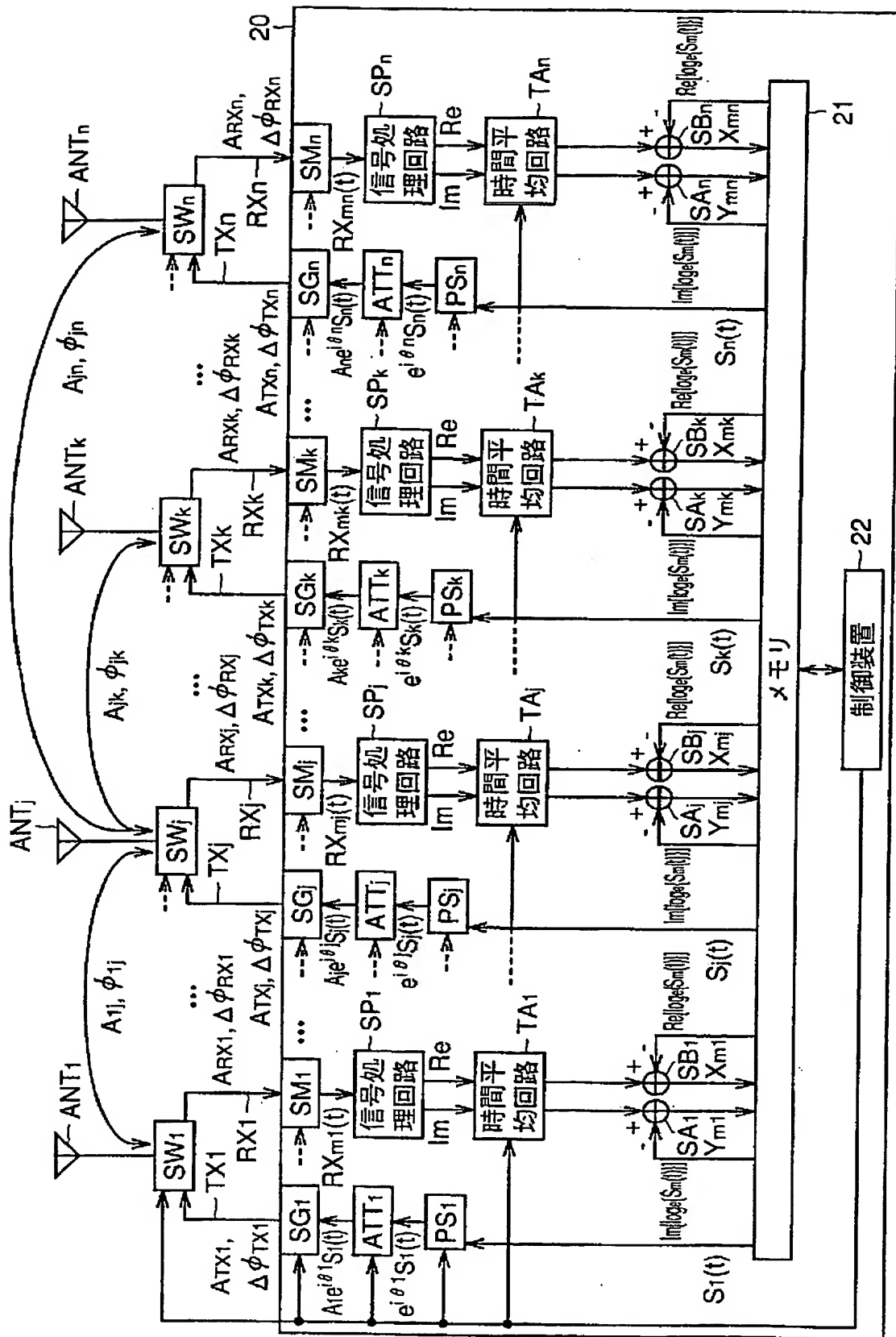
【図41】

FIG.41



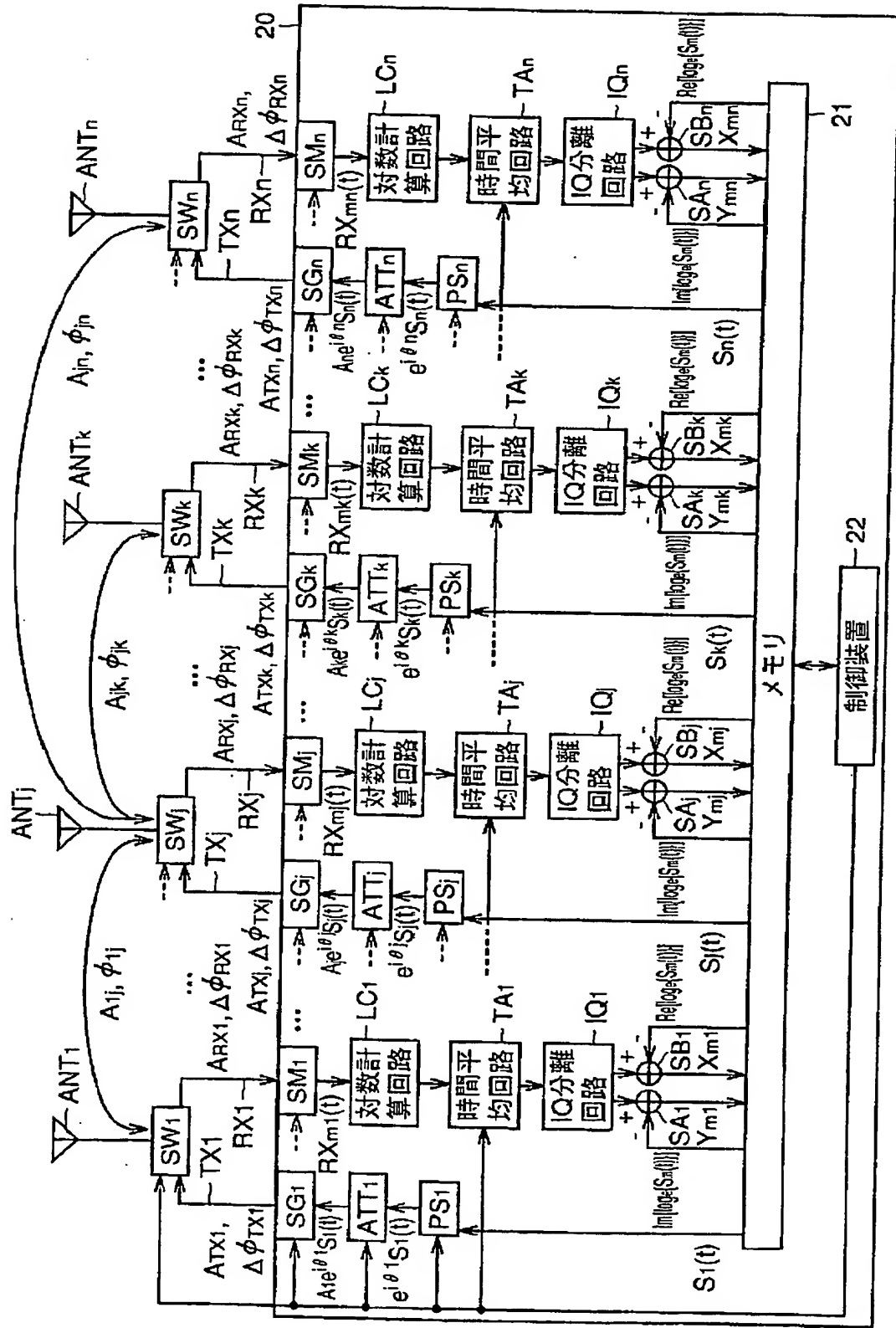
【図42】

FIG.42



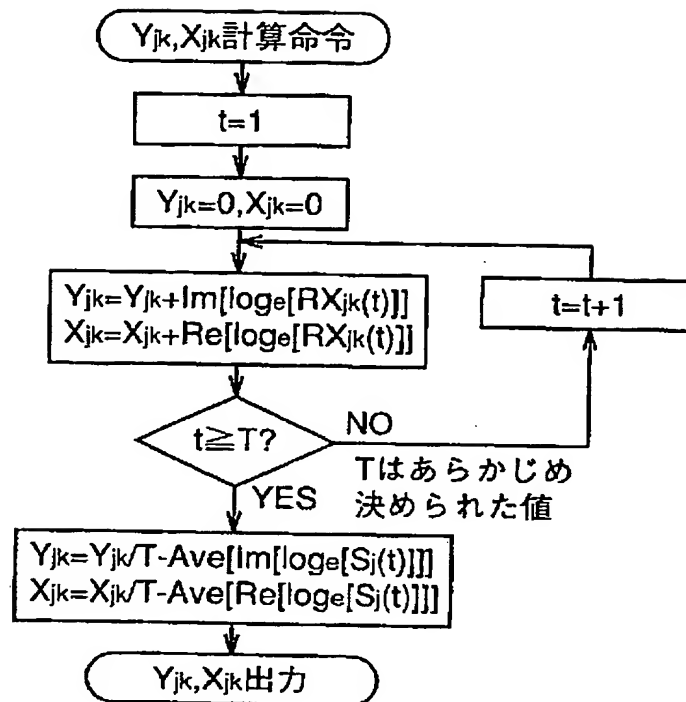
【図43】

FIG.43



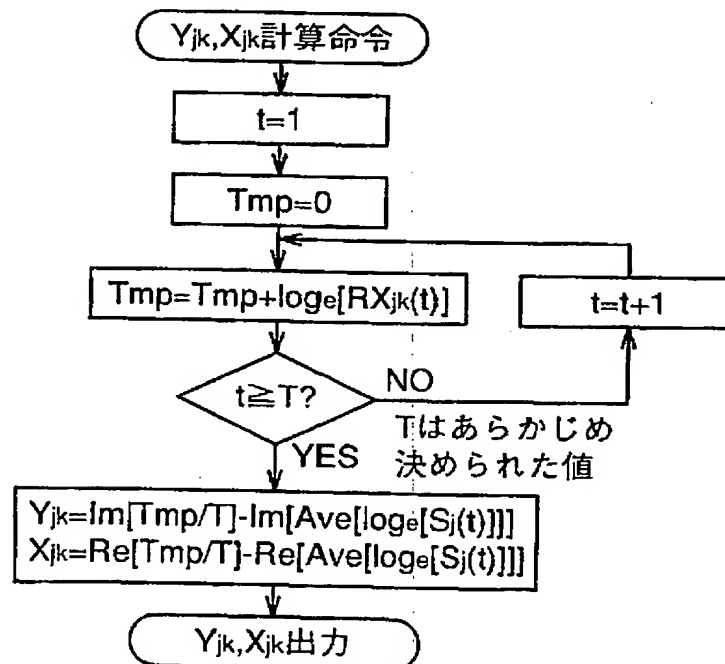
【図 4 4】

FIG.44

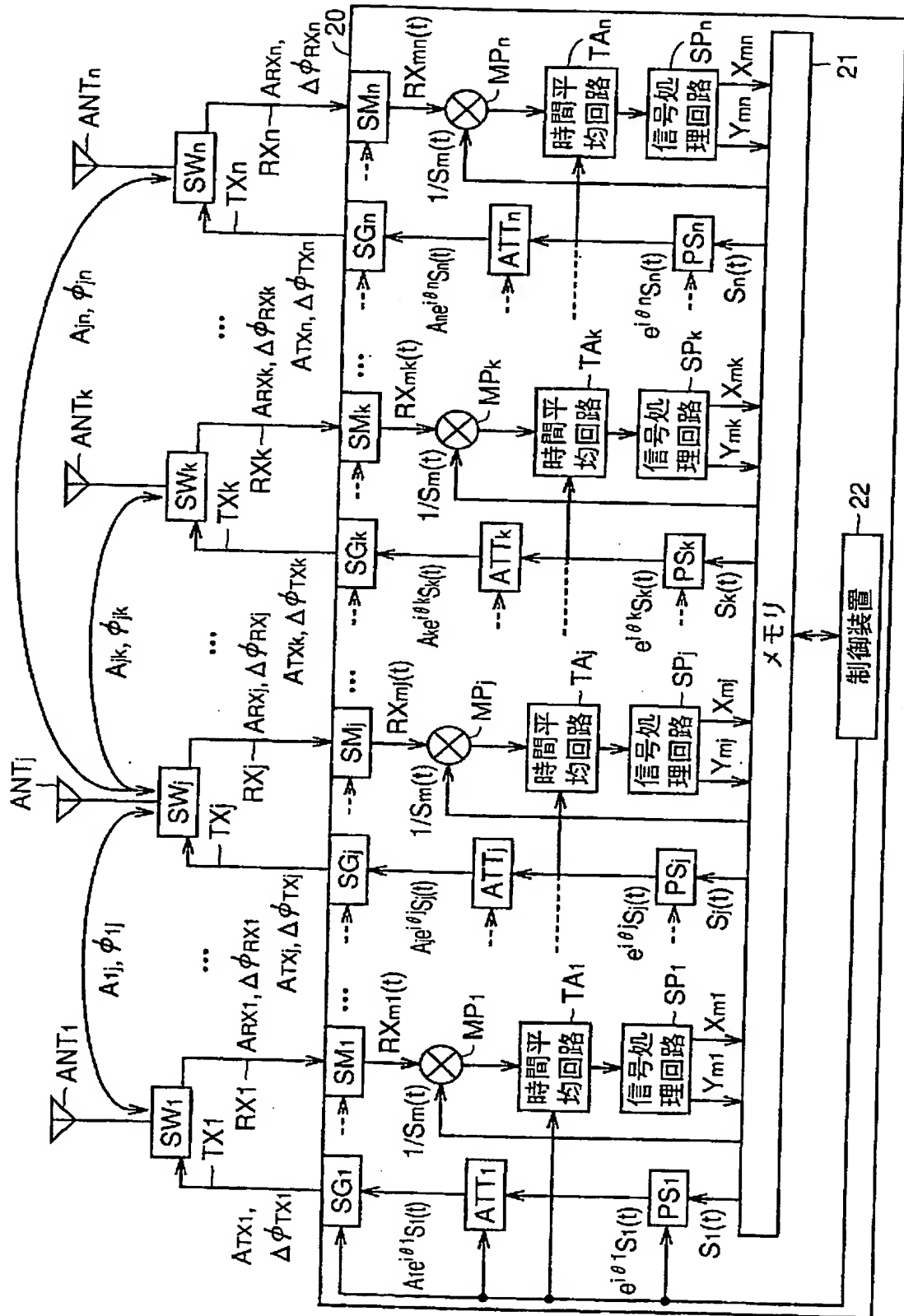


【図 4 5】

FIG.45

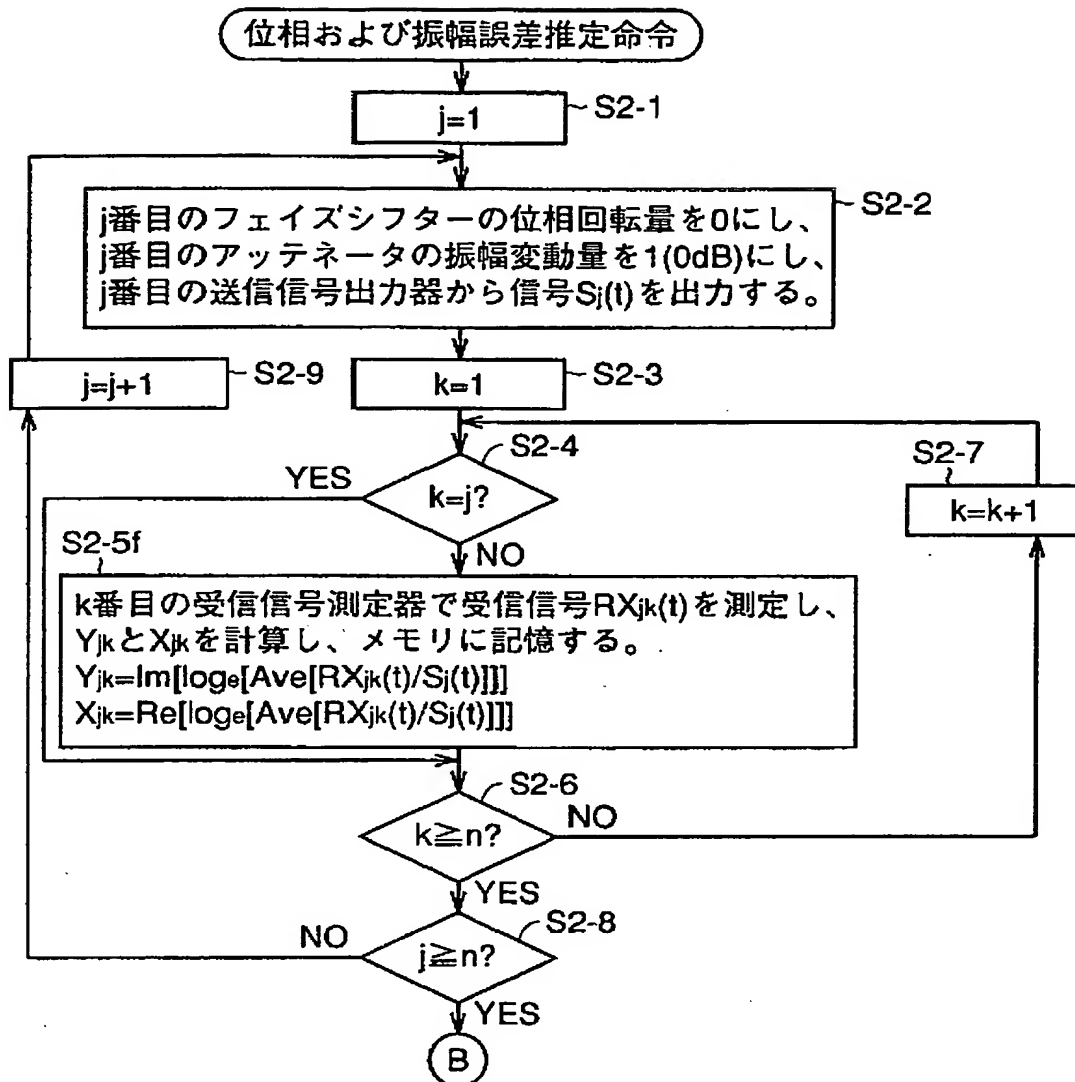


【図 4 6】



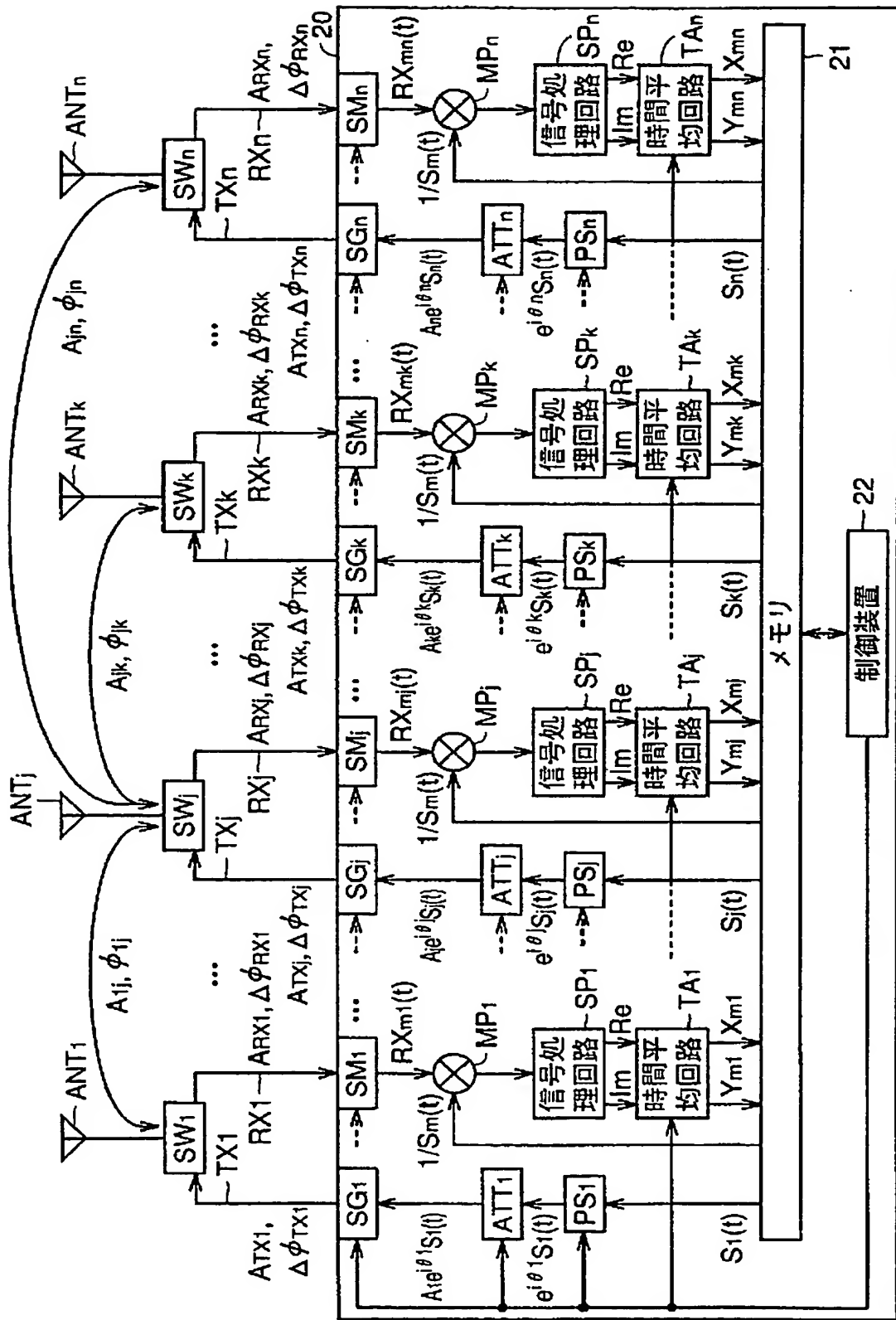
【図47】

FIG.47



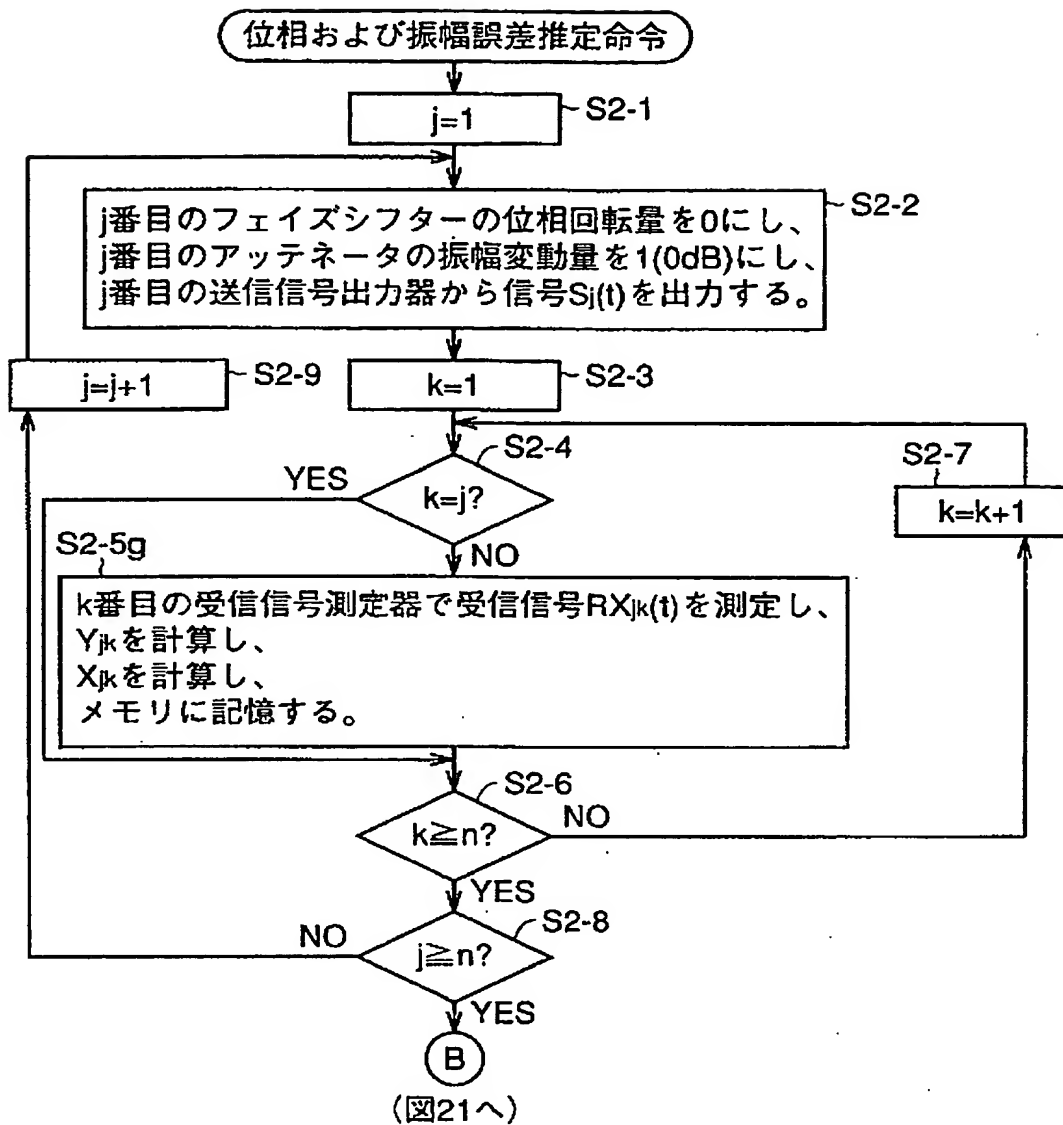
【図48】

FIG.48



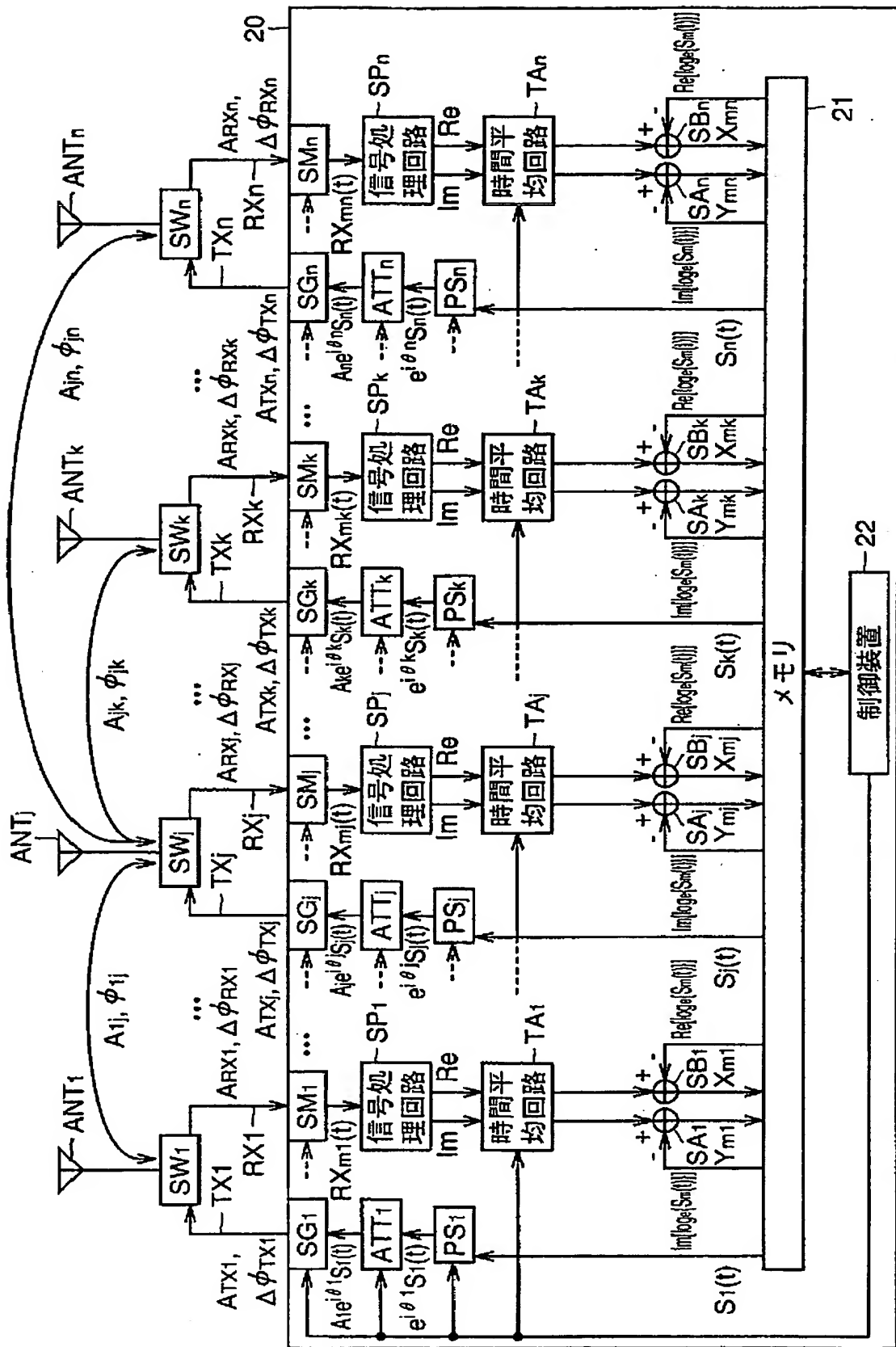
【図50】

FIG.50



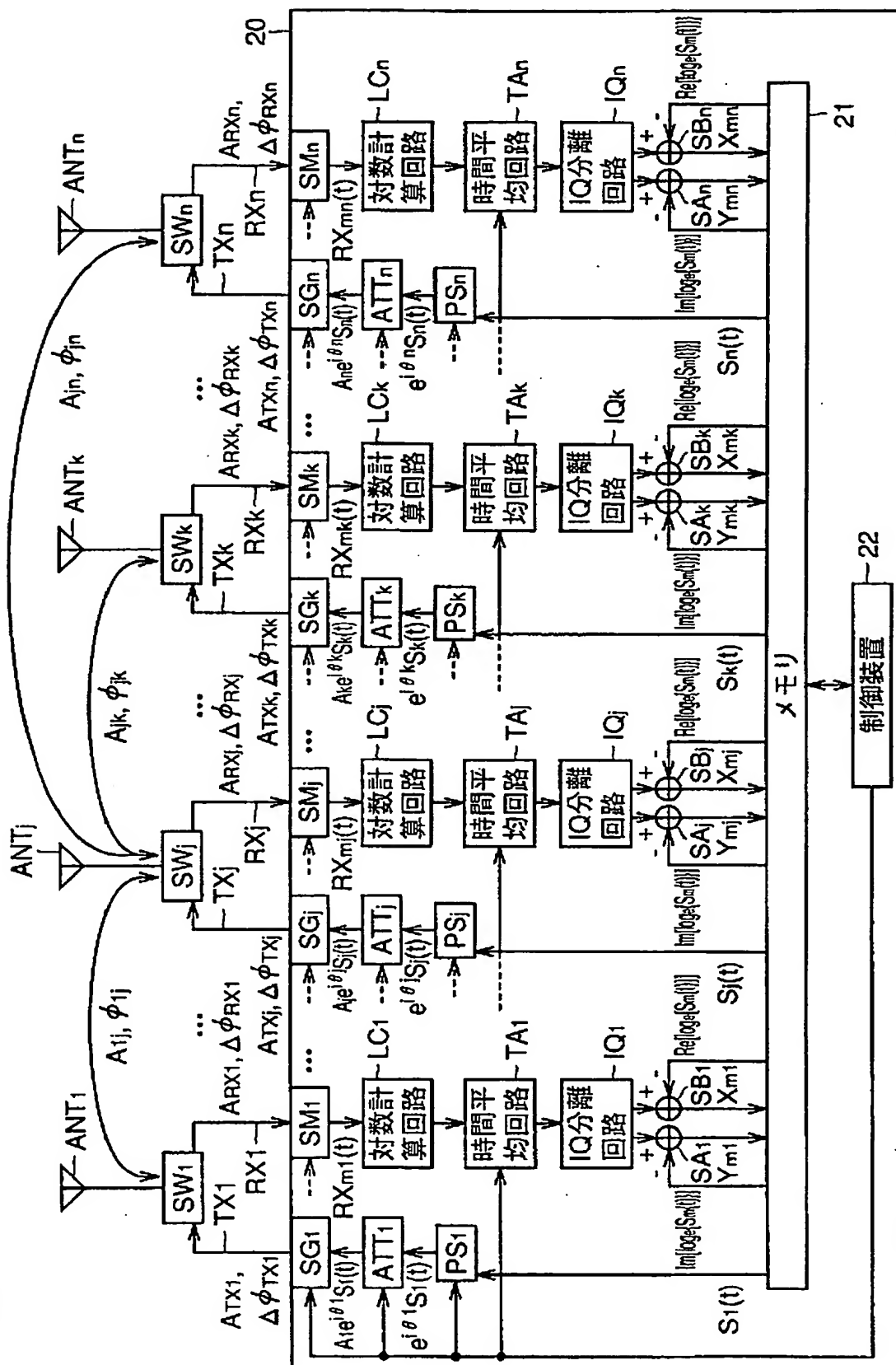
【図51】

FIG.51



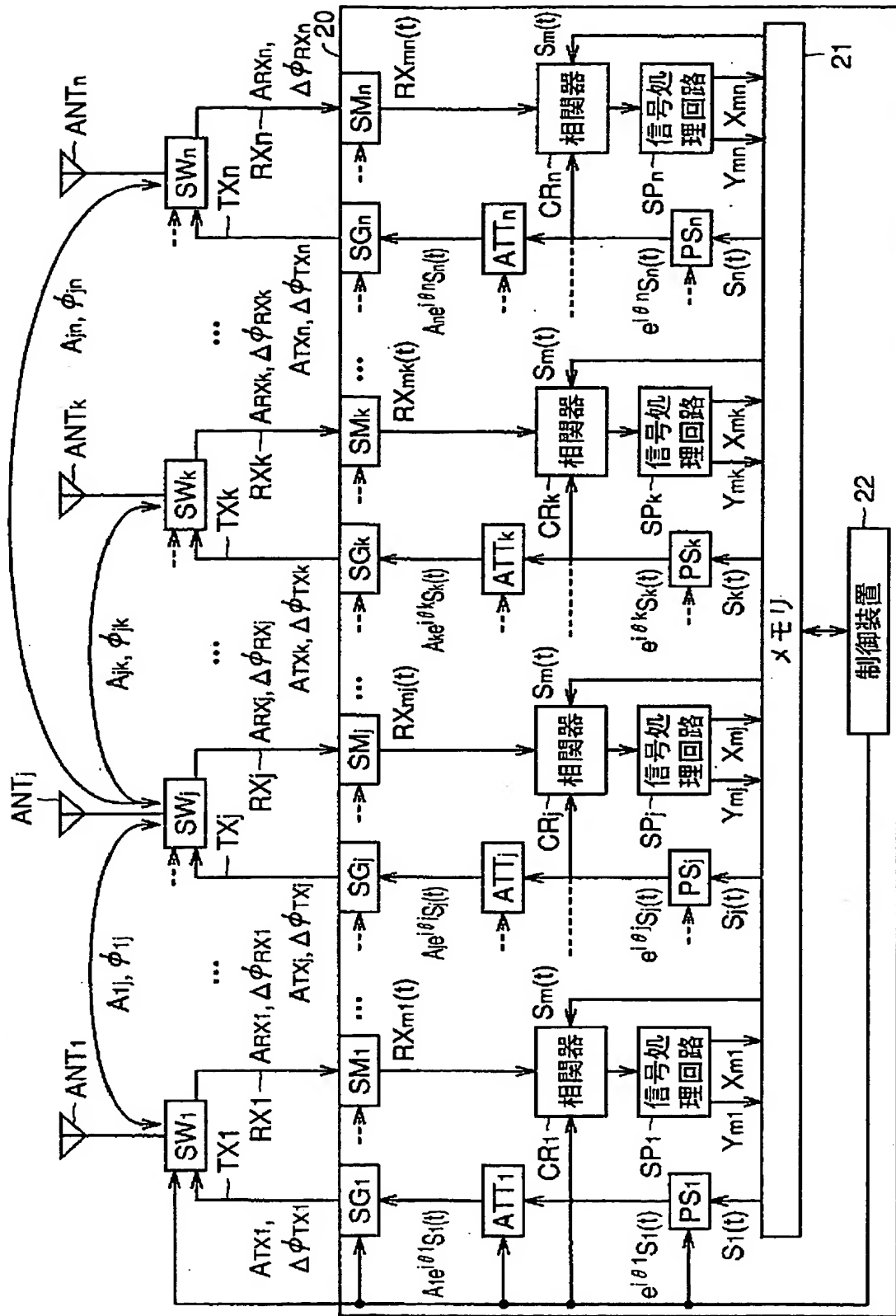
【図 52】

FIG.52



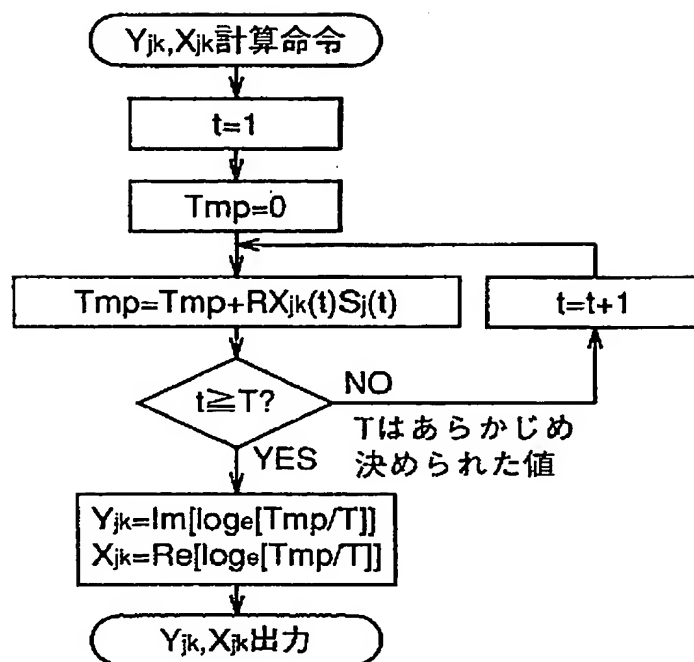
【図53】

FIG.53



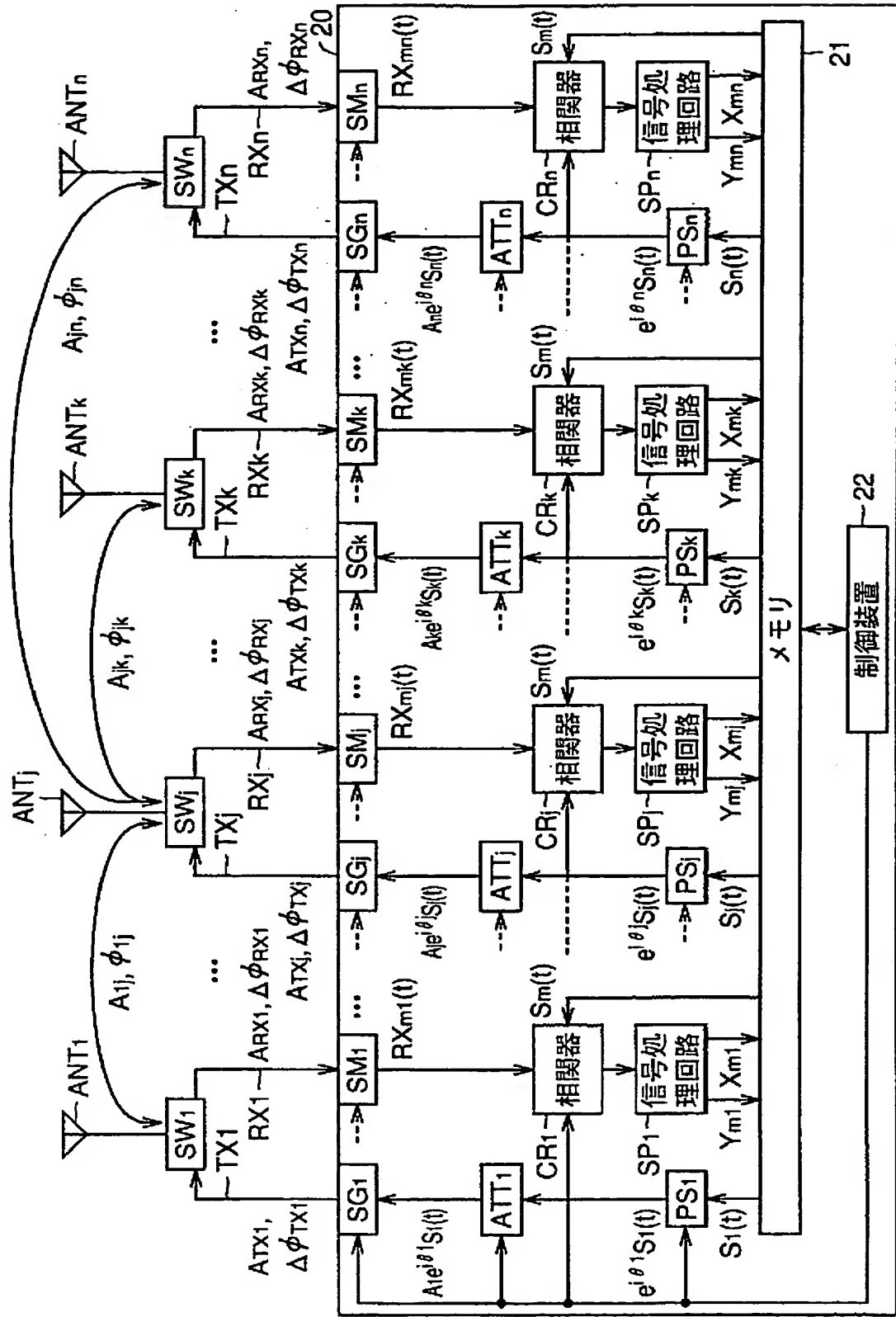
【図 5 4】

FIG.54



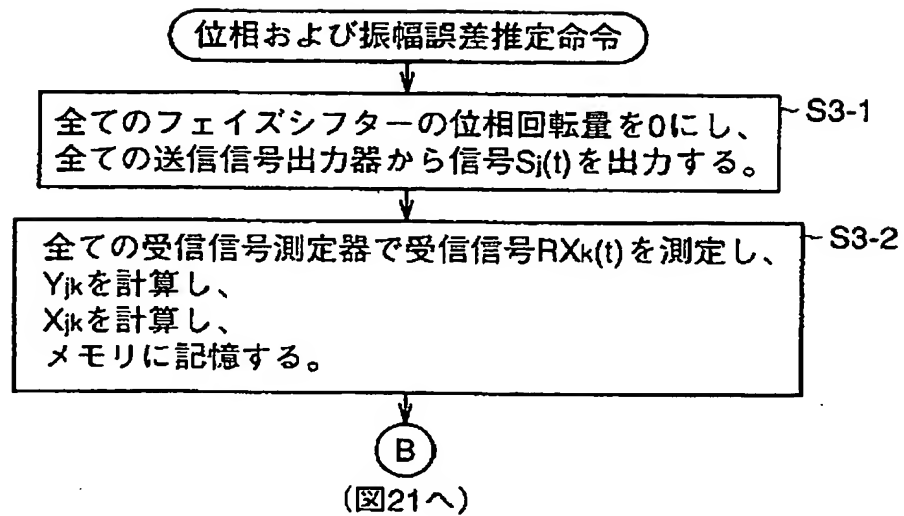
【図55】

FIG.55



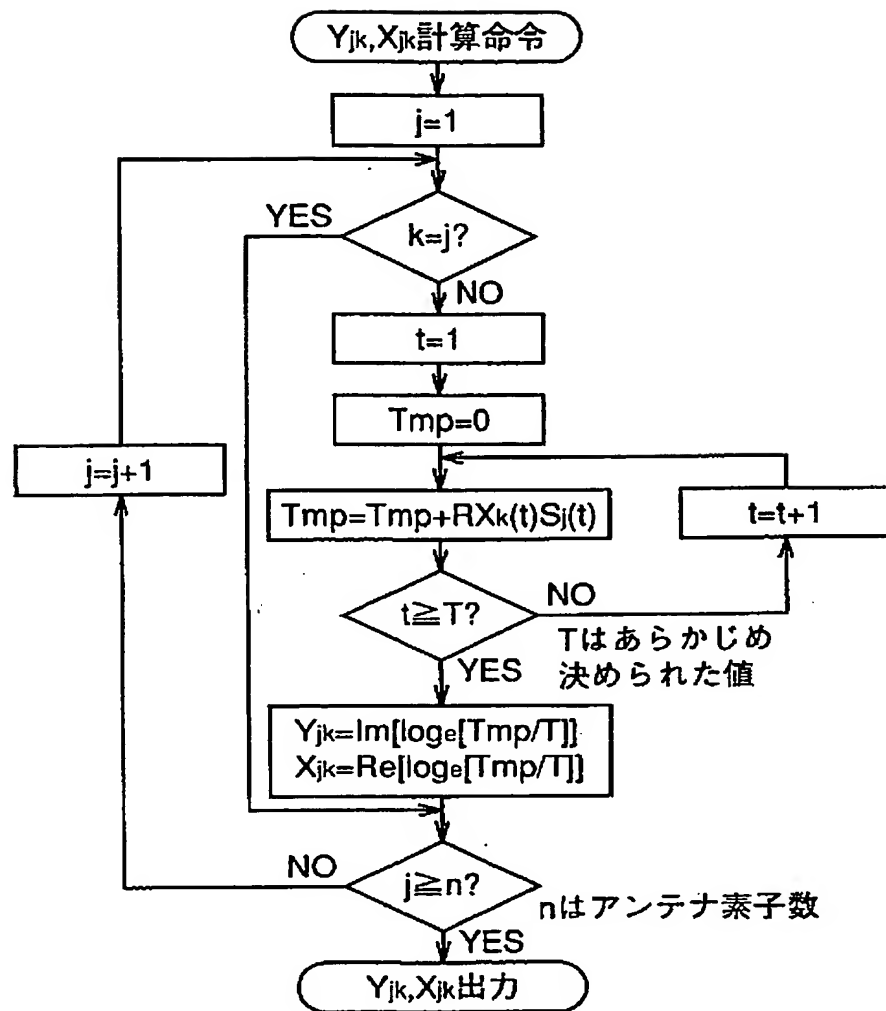
【図56】

FIG.56



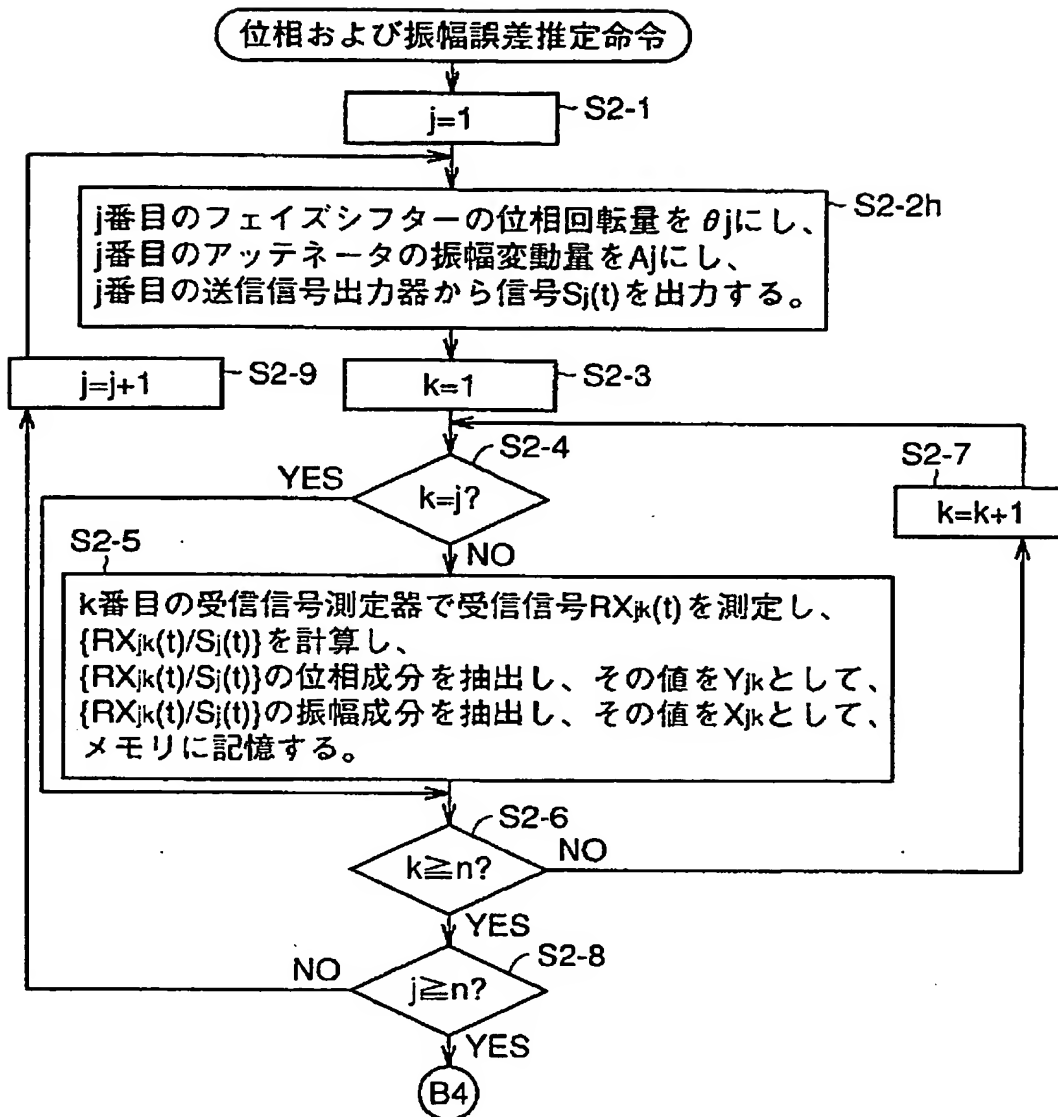
【図57】

FIG.57



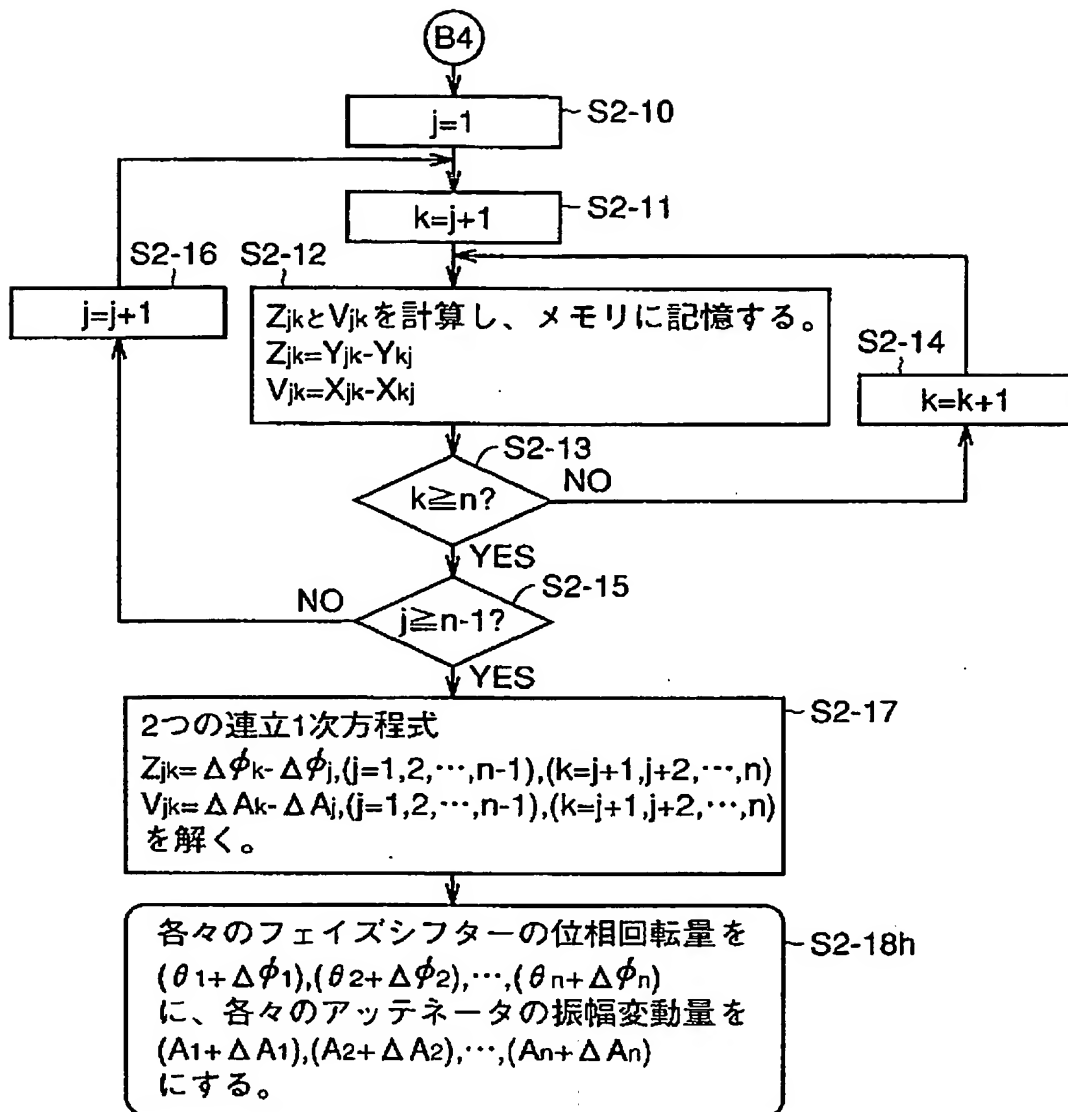
【図58】

FIG.58



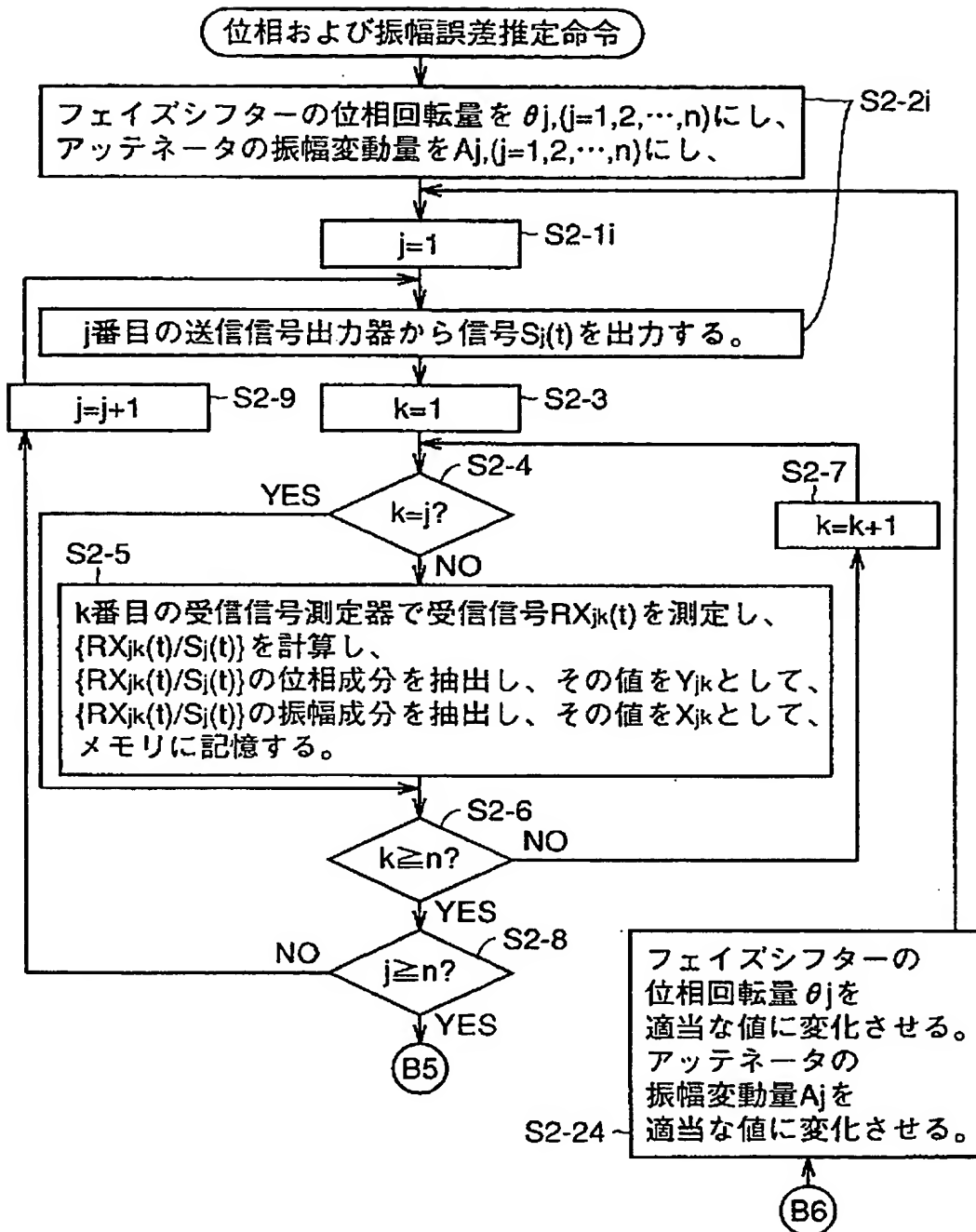
【図59】

FIG.59



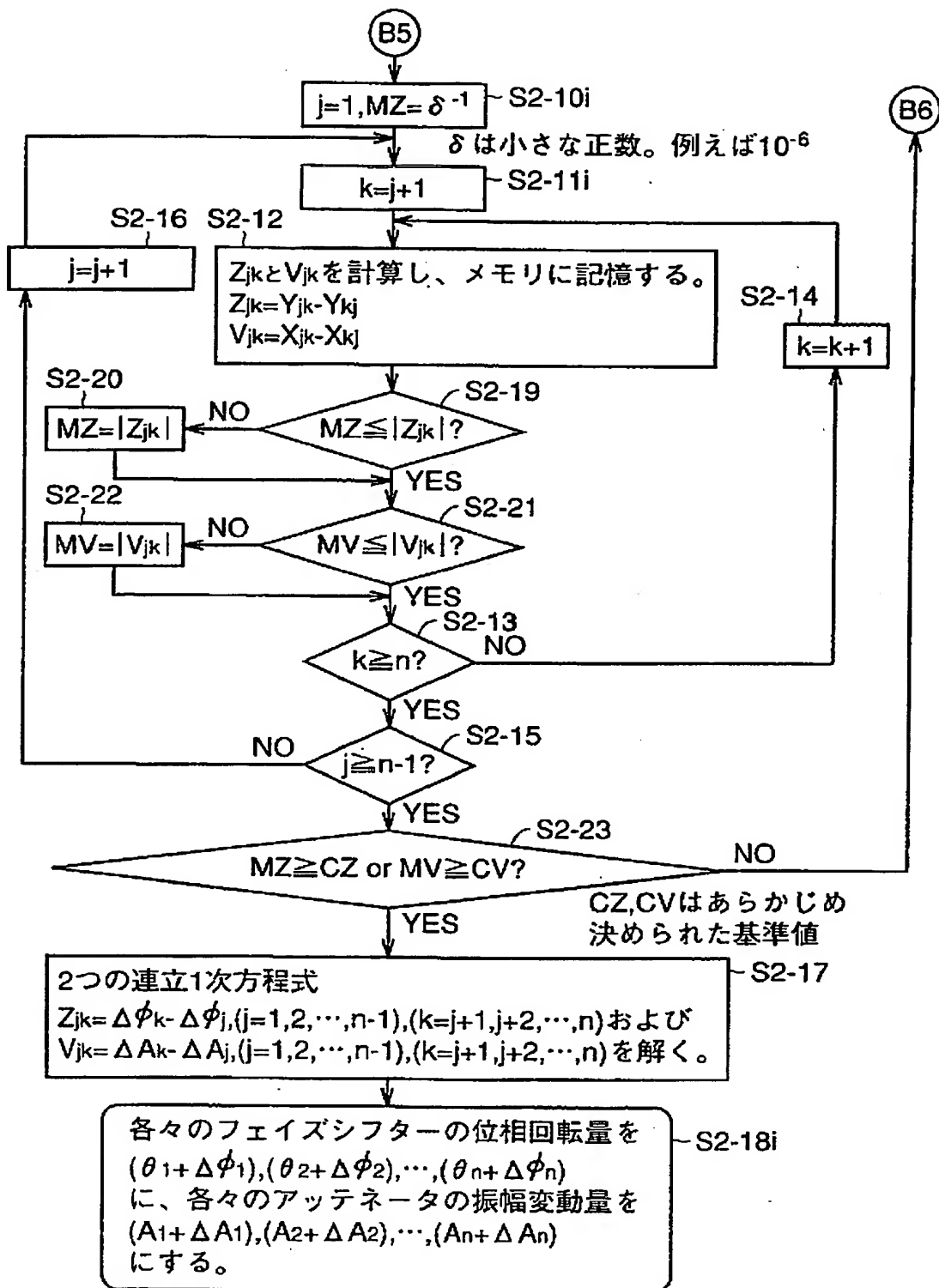
【図60】

FIG. 60



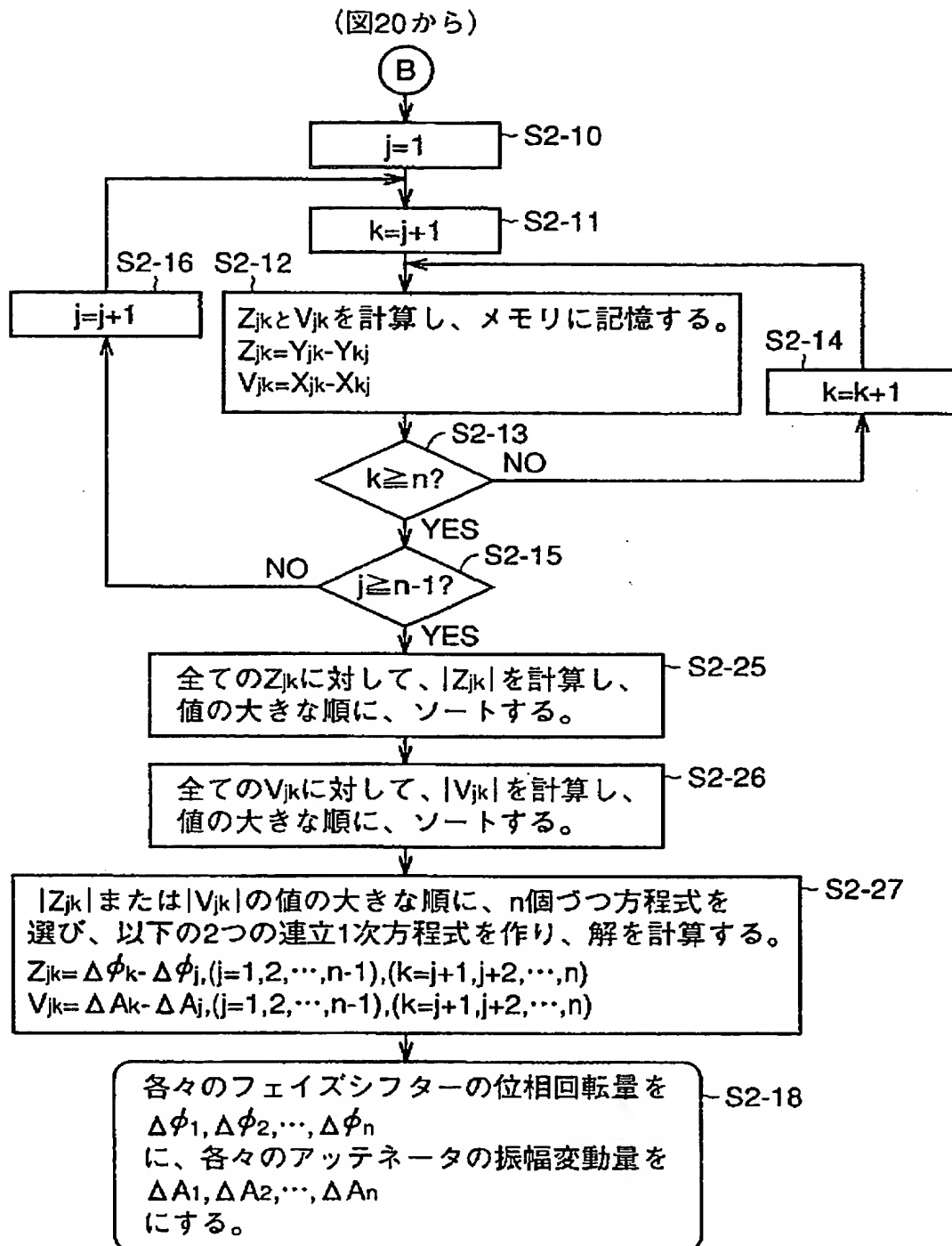
【図61】

FIG.61



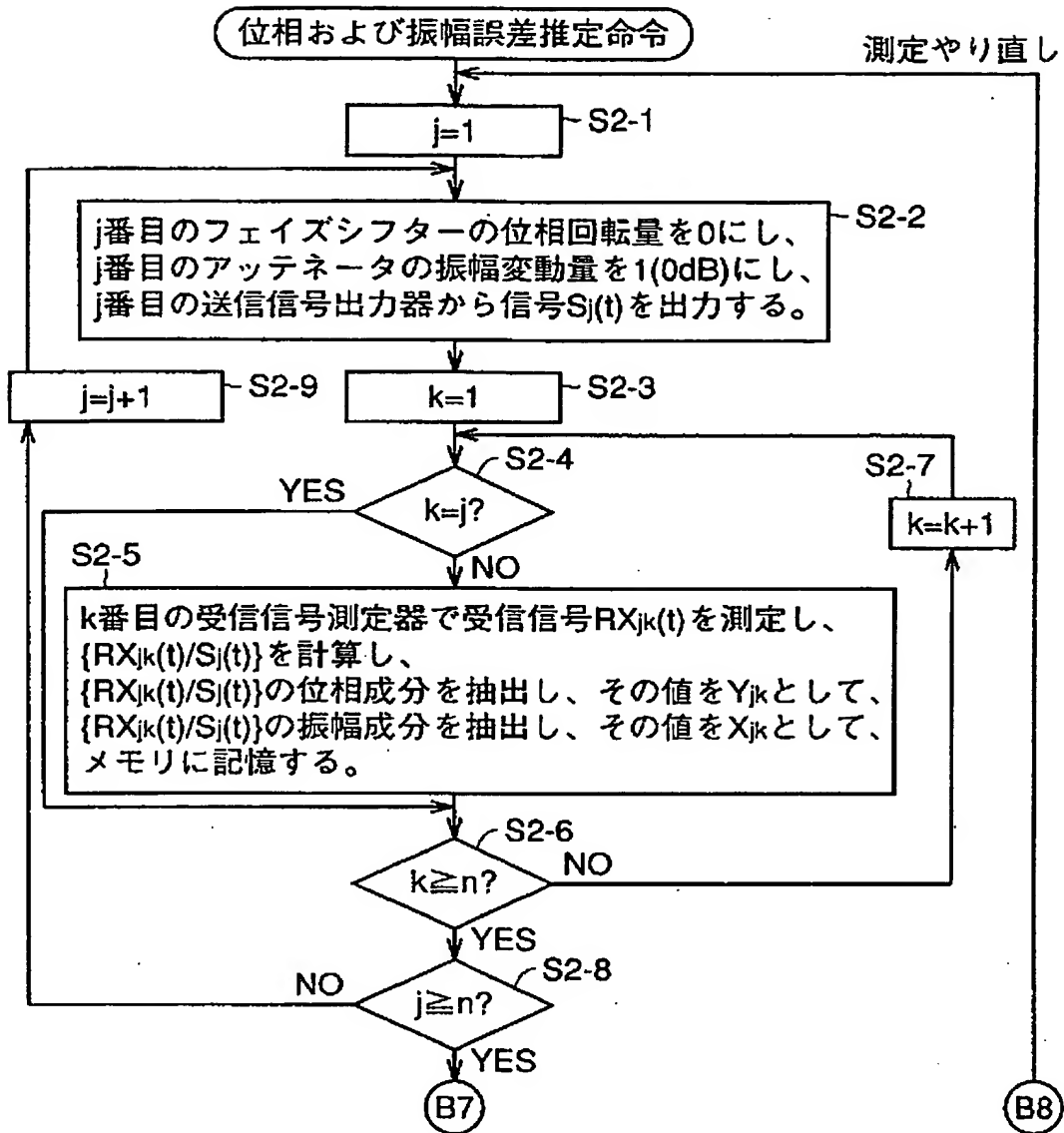
【図62】

FIG.62



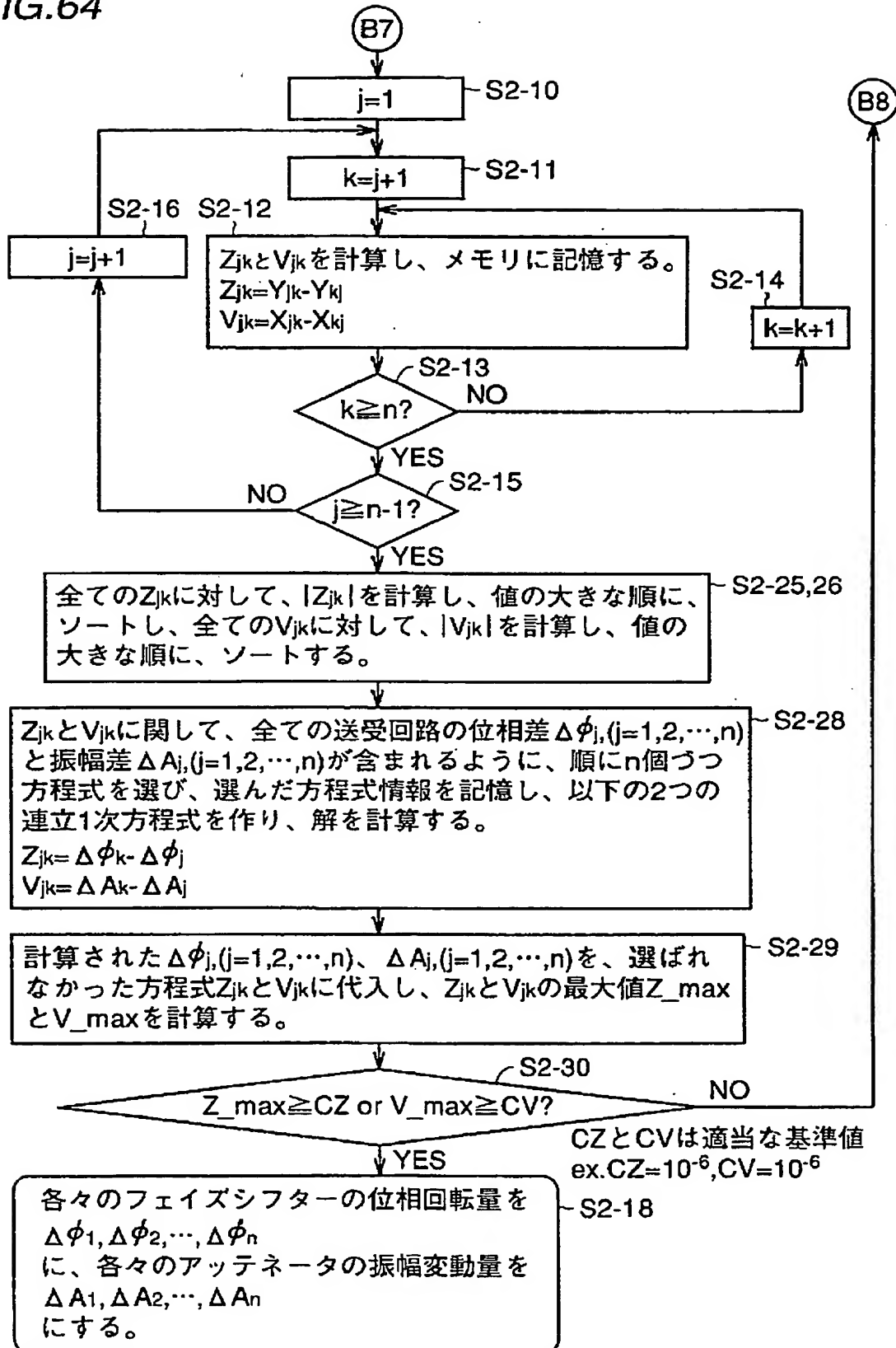
【図 63】

FIG.63



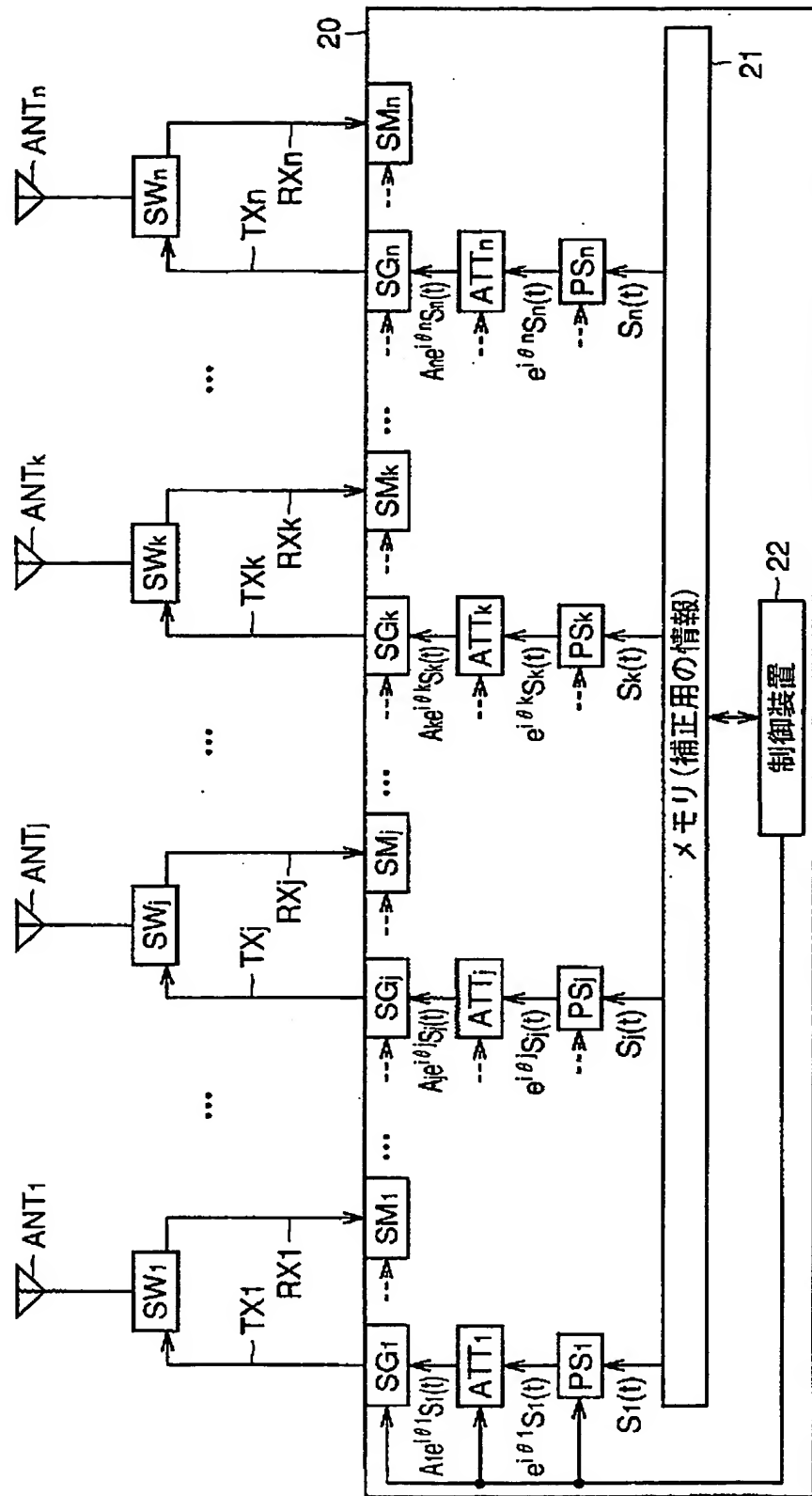
【図64】

FIG.64



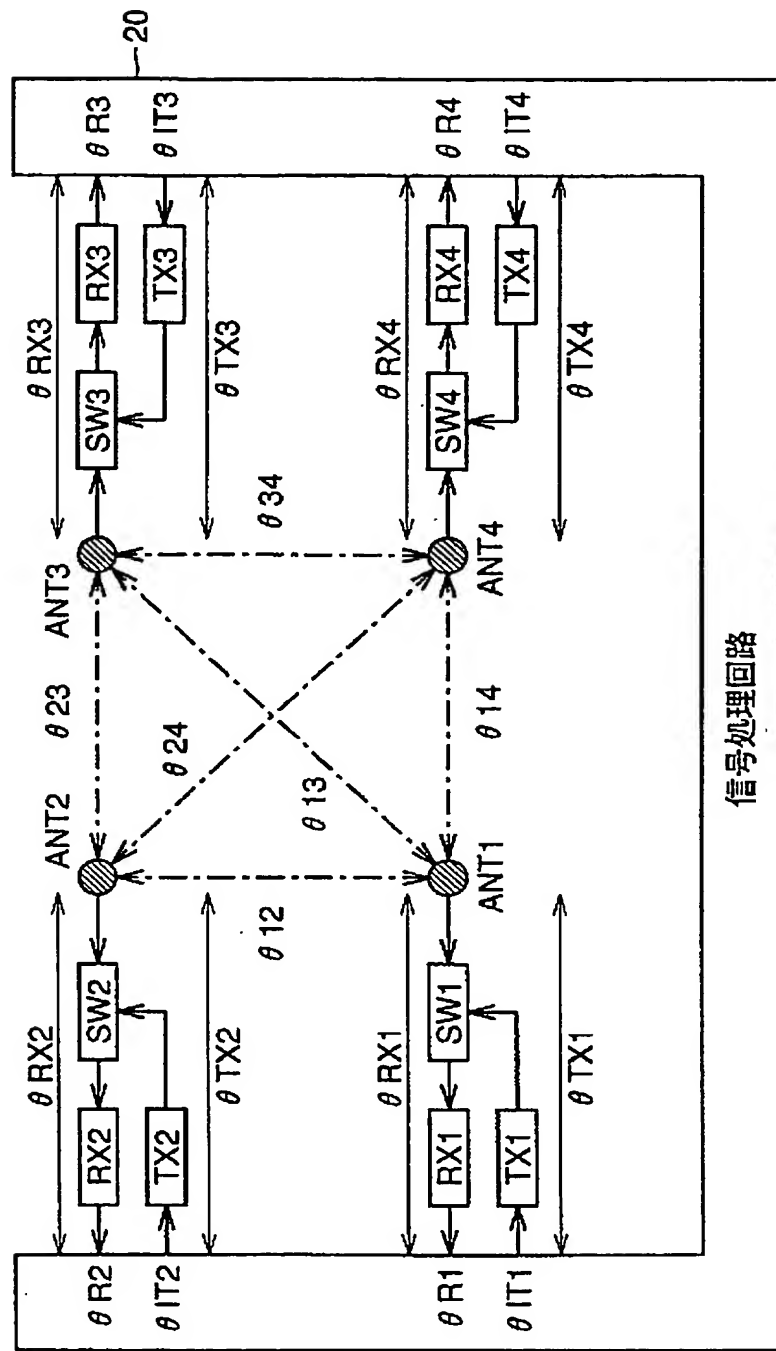
【図 65】

FIG.65



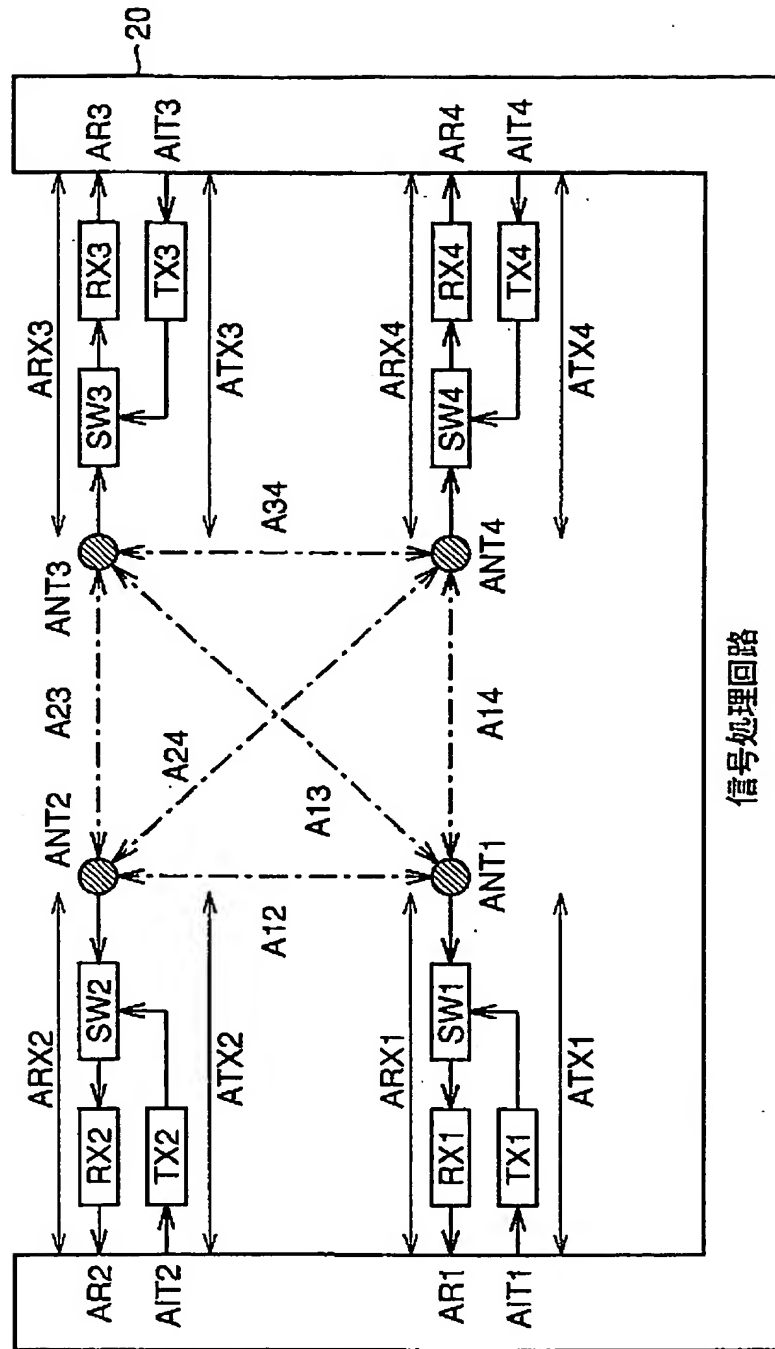
【图 66】

FIG.66

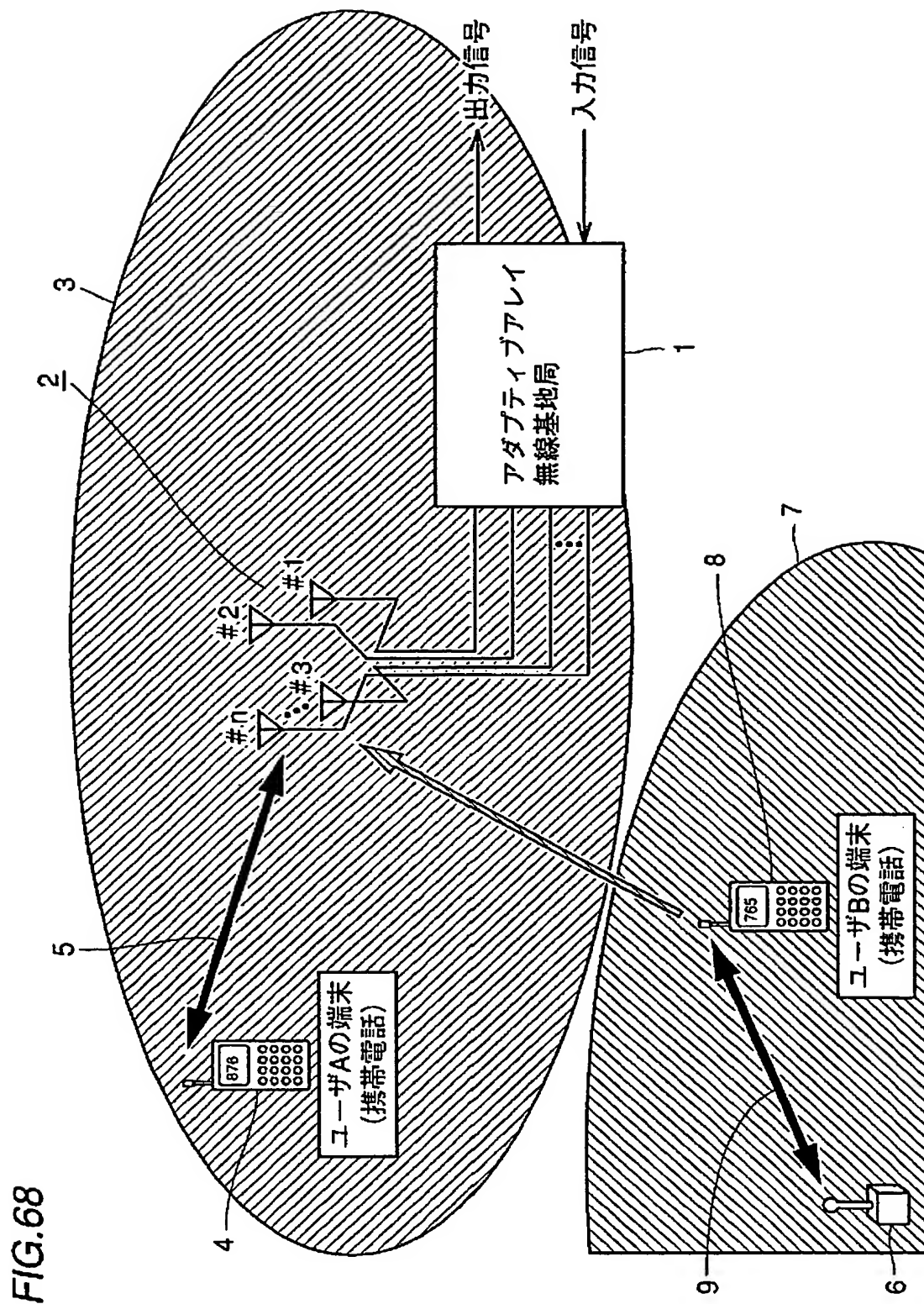


【图 67】

FIG.67



【図68】



【図 69】

FIG.69

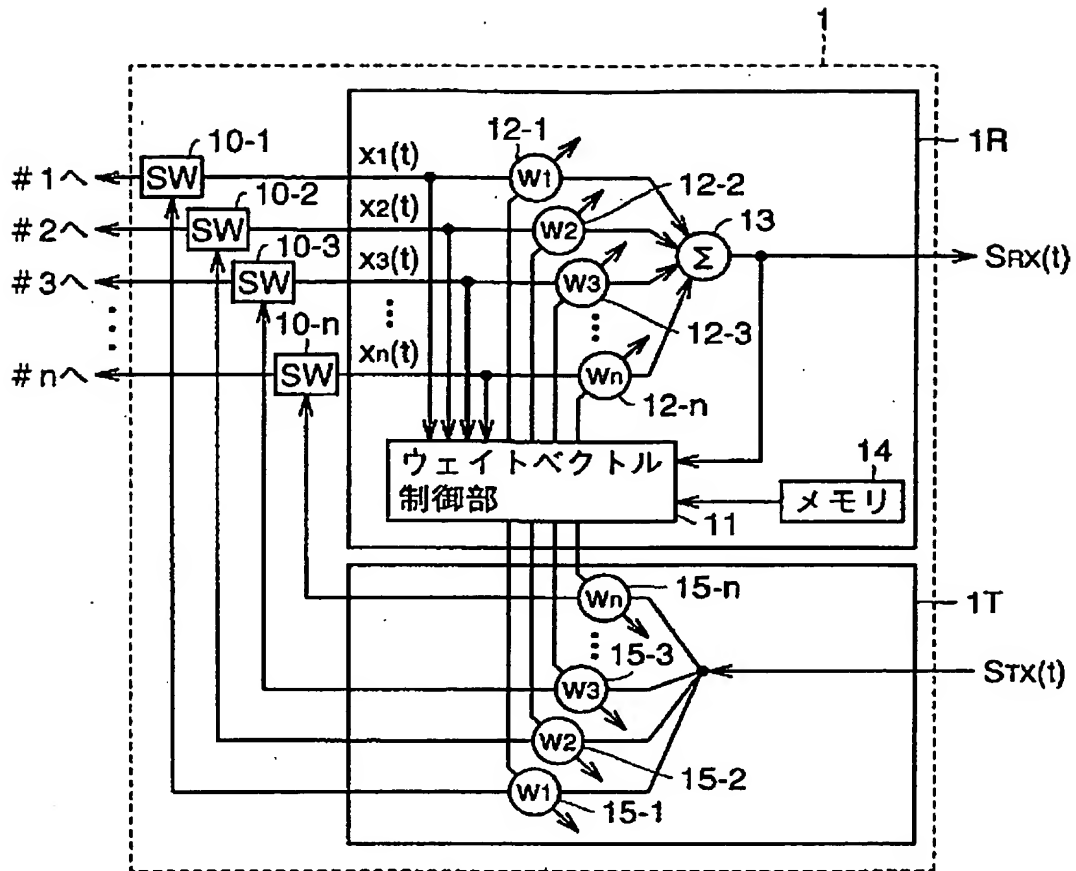


FIG.70

1	0	...	1	0	1	...	0	1
プリアンプル (無線基地局にとって、既知の信号系列)				データ(音声など) (無線基地局にとって、未知の信号系列)				

【国際調査報告】

国際調査報告		国際出願番号 PCT/J P 99/04173
A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) Int. Cl. H04B 7/08, H01Q 3/26		
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC)) Int. Cl. G01S7/00-7/46, 13/00-13/95, H04L1/02-1/06, H01Q3/00-3/46, 21/00-25/04, H04Q7/00-7/04, H04B7/00, 7/02-7/12, 7/24-7/26, 113.		
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの 日本国実用新案公報 1922-1996 日本国公開実用新案公報 1971-1999 日本国実用新案登録公報 1996-1999 日本国登録実用新案公報 1994-1999		
国際調査で使用了電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)		
C. 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリ*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	J P. 10-503892, A (テレフォンアクチーボラゲット エル エム エリクソン), 07. 04月. 1998 (07. 0 4. 98) & WO, 9534103, A1 & EP, 763266, A1	1-34
A	J P. 02-265302, A (三菱電機株式会社), 30. 10 月. 1990 (30. 10. 90) (ファミリーなし)	1-34
PA	J P. 11-46180, A (松下電器産業株式会社), 16. 1 月. 1999 (16. 11. 99) & WO, 9842093, A 1 & EP, 938204, A1	1-34
<input type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。		
* 引用文献のカテゴリ 「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す) 「O」 口頭による開示、使用、展示等に旨とする文献 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献 「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」 同一パテントファミリー文献		
国際調査を完了した日 25. 10. 99		国際調査報告の発送日 09.11.99
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/J P) 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号		特許庁審査官 (権限のある職員) 鈴木 匡明 印 電話番号 03-3581-1101 内線 3636

様式PCT/ISA/210 (第2ページ) (1998年7月)

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, UG, ZW), UA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW

(注) この公表は、国際事務局(WIPO)により国際公開された公報を基に作成したものである。

なおこの公表に係る日本語特許出願(日本語実用新案登録出願)の国際公開の効果は、特許法第184条の10第1項(実用新案法第48条の13第2項)により生ずるものであり、本掲載とは関係ありません。

THIS PAGE BLANK (USPTO)